



TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI
Fakulta mechatroniky, informatiky
a mezioborových studií ■

ADAPTIVNÍ METODY POTLAČOVÁNÍ PŘENOSU VIBRACÍ: ŘEŠENÍ REZONANČNÍCH A ŠIROKOFREKVENČNÍCH ÚLOH

DISERTAČNÍ PRÁCE

Ing. Miloš Kodejška

STUDIJNÍ PROGRAM: P2612 Elektrotechnika a informatika

STUDIJNÍ OBOR: 2612V045 Technická kybernetika

PRACOVÍŠTĚ: Ústav mechatroniky a technické informatiky

Fakulta mechatromiky, informatiky a mezioborových studií

Technická univerzita v Liberci

Studentská 2, 461 17, Liberec

ŠKOLITEL: doc. Ing. Pavel Mokrý, Ph.D.

LIBEREC 2013



TECHNICAL UNIVERSITY OF LIBEREC
Faculty of Mechatronics, Informatics
and Interdisciplinary Studies ■

ADAPTIVE VIBRATION CONTROL METHODS: SOLUTION OF SINGLE-MODE AND BROAD FREQUENCY BAND PROBLEMS

DISSERTATION THESIS

Ing. Miloš Kodejška

STUDY PROGRAMME: P2612 Electrical Engineering and Informatics
BRANCHE OF STUDY: 2612V045 Technical cybernetics
DEPARTMENT: Institute of Mechatronics and Computer Engineering
Faculty of Mechatronics, informatics and Interdisciplinary Studies
Technical University of Liberec
Studentská 2, CZ461 17, Liberec
SUPERVISOR: doc. Ing. Pavel Mokrý, Ph.D.

LIBEREC 2013

Prohlášení

Byl jsem seznámen s tím, že na mou disertační práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb., o právu autorském, zejména § 60 – školní dílo.

Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci (TUL) nezasahuje do mých autorských práv užitím mé disertační práce pro vnitřní potřebu TUL.

Užiji-li disertační práci nebo poskytnu-li licenci k jejímu využití, jsem si vědom povinnosti informovat o této skutečnosti TUL; v tomto případě má TUL právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Disertační práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím mé disertační práce.

Datum:

Podpis:

Abstrakt

Disertační práce se zabývá návrhem a výzkumem adaptivních metod pro potlačování přenosu vibrací v širokém frekvenčním pásmu pomocí piezoelektrických aktuátorů. Je známo, že přenos vibrací přes rozhraní dvou tuhých objektů závisí na poměru jejich mechanických impedancí. Hodnota mechanické impedance je přímo úměrná elastické tuhosti materiálu. Proto dochází po vložení extrémně měkkého elementu mezi dva tuhé objekty k redukci přenosu vibrací mezi těmito objekty. Tento extrémně měkký element lze realizovat připojením libovolného piezoelektrického aktuátoru k aktivnímu elektrickému bočníku (NC-obvodu), který realizuje záporně kapacitní impedanci. Jedná se tedy o semiaktivní PSD metodu, jejíž princip je založen na aktivním řízení elastických vlastností piezoelektrických aktuátorů. Tato metoda potenciálně umožňuje návrh jednoduchých, efektivních, levných a dokonale kolokovaných systémů, čímž kombinuje výhody a eliminuje nevýhody pasivních a konvenčních aktivních metod. Tato disertační práce se zabývá dalším vývojem a optimalizací tohoto přístupu, tak aby prezentované metody umožňovaly návrh systémů potlačujících přenos vibrací s vlastnostmi, které odpovídají požadavkům reálných aplikací.

V této práci jsou shrnuty a analyzovány doposud dosažené výsledky. Mezi hlavní nedostatky, kterými je metoda v základní konfiguraci zatížena patří malá šířka frekvenčního pásma efektivně potlačovaných vibrací. Z toho vyplývá neschopnost takového systému efektivně potlačovat vibrace s obecnou časovou závislostí. Práce prezentuje nástroje pro rozšíření frekvenčního pásma efektivně potlačovaných vibrací, která spočívá v přizpůsobení tzv. referenční impedance NC-obvodu danému piezoelektrickému aktuátoru. Výhodou této modifikace je, že NC-obvod optimálně nastavený pro jednu frekvenci je současně optimálně nastaven pro její široké okolí. V této konfiguraci lze uvnitř daného frekvenčního pásma efektivně potlačovat přenos vibrací s libovolně komplikovaným časovým průběhem výchylky.

Dalším problémem, který je v práci řešen, je modifikace adaptivního systému, která umožňuje automatické nastavení NC-obvodu nejen pro speciální případ harmonických vstupních vibrací, ale naopak také pro vibrace s obecným časovým průběhem výchylky. Spektrum těchto vibrací může obsahovat náhodné složky (šum) a několik harmonických složek. Tato modifikace vyžadovala návrh zpracování signálů (výpočet FFT přenesených vibrací a analýza jejich spektra), které lze implementovat do počítače, mikroprocesoru, signálového procesoru a podobně.

Současným skloubením těchto dvou prezentovaných přínosů vzniká adaptivní systém pro širokospektrální potlačování přenosu vibrací obecného charakteru, založený na principu řízení elastických vlastností piezoelektrického aktuátoru. Přenosová funkce

systemu je v důsledku adaptivního řízení parametrů NC-obvodu automaticky tvarována tak, aby potlačení přenosu okamžitých vstupních vibrací bylo maximální v širokém frekvenčním pásmu.

Klíčová slova : Piezoelektrický aktuátor, vibrace, Potlačování přenosu vibrací, Aktivní řízení elasticity, Piezoelectric Shunt Damping, NC-obvod, záporná kapacita

Abstract

This dissertation thesis deals with the design and research of adaptive methods for the vibration transmission suppression using piezoelectric actuators in the broad frequency range. It is well known that the transmission of vibrations through an interface between two solid objects is controlled by the ratio of their mechanical impedances. Since the mechanical impedance of a material is proportional to its stiffness, an extremely soft element placed between two solid objects works as an interface with a high transmission loss of vibrations. This extremely soft element can be constructed by connecting of the arbitrary piezoelectric actuator to the active electric circuit (NC-circuit) that has negative effective capacitance. Therefore, it is a semiactive PSD method, whose principle is based on the active elasticity control of the piezoelectric actuators. This method potentially allows the design of simple, efficient, cheap and ideally collocated systems, and thus combines the advantages and eliminates the disadvantages of conventional passive and active methods. This dissertation deals with the further development and optimization of this approach so that the presented methods enable designing systems for vibration transmission suppression having characteristics that meet the requirements of real applications.

In this dissertation, there are compiled and analyzed the state-of-the-art achievements in the field. The small band-width of the efficiently suppressed vibrations belongs to the most severe drawbacks of the method in the basic configuration. It follows from this drawback that such a system cannot efficiently suppress the transmission of vibration with general time dependence. The dissertation presents tools for broadening the frequency range of the efficiently suppressed vibrations, which is achieved by an enhancement of matching the piezoelectric actuator and the NC-circuit capacitances. An advantage of such a modification is the fact that the NC-circuit optimally tuned for a single frequency is at the same time optimally tuned for a broad frequency range around the tuning frequency. In such a configuration of the system, it is possible to efficiently suppress the vibration transmission with arbitrarily complicated time dependence of the vibration displacement.

Another problem that is solved in the dissertation is the modification of the adaptive system, which allows the automatic self-tuning of the NC-circuit not only for the special case of harmonic vibrations, but also for vibrations with general time dependence. Frequency spectrum of such vibrations may contain noise and several harmonic components. The modification of the vibration suppression system presented in this dissertation required a design of signal processing tools (computation of FFT of

transmitted vibrations and the analysis of their spectrum), which can be implemented in a personal computer, microprocessor, digital signal processor, etc.

The simultaneous combination of the two aforementioned contributions to the state-of-the-art, which are the main results of the presented dissertation, a novel adaptive system for the suppression of vibration transmission in the broad frequency range is constructed. As a result of the adaptive control of the NC-circuit parameters, the transfer function of the system is shaped in such a way that the suppression of the incident vibrations in the broad frequency range was maximal.

Key Words : Piezoelectric actuator, vibrations, vibration control, active elasticity control, piezoelectric shunt damping, negative capacitance, negative capacitance circuit

Tato práce byla vytvořena s podporou projektů: GAČR 101/08/1279 Moderní metody potlačování hluku a vibrací pomocí piezoelektrických materiálů, GAČR P13-10365S Plošné akustické metamateriály s aktivním řízením akustické impedance a Projektu SGS 2010/7821 – Interaktivní mechatronické systémy v technické kybernetice.

Poděkování

Především bych rád poděkoval svému školiteli Doc. Pavlovi Mokrému za jeho odborné vedení, trpělivost a příznivý vítr do plachet, kterého se mi dostávalo během studia. Dále bych rád poděkoval Honzovi Václavíkovi, Tomášovi Slukovi, Katce Steiger, Martinovi Truhlářovi, Honzovi Krauzovi, Honzovi Koprnickému, Mirkovi Novákovi, Milanovi Kolářovi, paní Engové, paní Němcové a všem členům MTI za příjemně strávené roky na půdě Technické univerzity v Liberci. Zejména bych však chtěl poděkovat celé své rodině a přítelkyni za jejich podporu. Děkuji.

Obsah

Seznam zkratek	13
Seznam symbolů	14
Seznam obrázků	16
1 Úvod	20
1.1 Motivace	20
1.2 Cíle disertační práce	23
1.3 Přínos disertační práce	24
1.4 Struktura disertační práce	24
2 Současný stav v oboru potlačování přenosu vibrací.....	28
2.1 Konvenční aktivní metody potlačování přenosu vibrací	28
2.1.1 Nevýhody konvenčních aktivních metod	29
2.2 Metody založené na principu Piezoelectric Shunt Damping	31
2.2.1 Výhody PSD metod	32
2.3 Rozdělení PSD metod dle typu připojené impedance	32
2.3.1 Pasivní PSD metody	33
2.3.2 Aktivní PSD metody.....	36
2.4 Zhodnocení rešerše a stanovení cílů této disertační práce	38
3 Aparatura pro měření přenosu vibrací a přenesené síly	40
3.1 Mechanická část systému pro měření přenosu vibrací	40
3.2 Měřicí řetězec	42
3.3 Přenosová funkce systému.....	42

3.4	Vývoj ferroelektretových akcelerometrů	43
3.4.1	Závislost citlivosti akcelerometru na seismické hmotě	44
3.4.2	Závislost citlivosti akcelerometru na působení statického tlaku	46
3.4.3	Vícevrstvé akcelerometry	47
3.4.4	Zhodnocení	49
4	Semiaktivní metoda tlumení přenosu vibrací pomocí piezoelektrického aktuátoru	50
4.1	Princip potlačení přenosu vibrací	50
4.1.1	Vliv konstanty tuhosti na přenos vibrací	50
4.1.2	Metoda aktivního řízení elasticity piezoelektrického aktuátoru	52
4.1.3	Obvod se záporně kapacitní impedancí – NC-obvod	53
4.2	Příklady realizací tlumení přenosu vibrací	55
4.2.1	Tlumení přenosu vibrací na volný objekt	55
4.2.2	Vibro-izolační uložení	56
4.2.3	Diferenciální tlumení přenosu vibrací – vetknutý, předepnutý objekt	59
4.2.4	Tlumení prostupu hluku skrz okno	60
4.3	Definování a analýza problémů	62
4.3.1	Citlivost a stabilita	63
4.3.2	Problém automatického nalezení optimálního nastavení NC-obvodu	65
4.3.3	Úzké pásmo efektivně potlačených vibrací	68
4.3.4	Charakter signálu efektivně potlačovaných vibrací	68
5	Adaptivní řízení elastických vlastností piezoelektrických aktuátorů	69
5.1	Algoritmus pro adaptivní řízení NC-obvodu	69

5.2	Odhad argumentu efektivní konstanty tuhosti	71
5.3	Princip řízení – elektrické a mechanické uspořádání	71
5.4	Elektronicky laditelné prvky záporně kapacitní impedance	73
5.4.1	Digitální potenciometry	73
5.4.2	Spínaná kapacita	74
5.4.3	Optron-fotorezistor	75
5.5	Příklady realizací adaptivního potlačování přenosu vibrací na úzkém frekvenčním pásmu	76
5.5.1	Řídicí systém realizovaný pomocí mikroprocesoru	78
5.5.2	Řídicí systém realizovaný pomocí CompactRIO-9014	80
6	Rozšíření frekvenčního pásma potlačování přenosu vibrací	81
6.1	Optimální nastavení NC obvodu z hlediska impedancí	81
6.2	Princip rozšíření frekvenčního pásma	86
6.3	Experimentální metoda určení parametrů referenční impedance	89
6.4	Analytická metoda určení parametrů referenční impedance	91
6.5	Experiment	92
7	Tlumení vibrací v reálných aplikacích – obecný signál	95
7.1	Volba vhodného aktuátoru pro danou aplikaci	96
7.2	Přizpůsobení NC-obvodu pro daný aktuátor	96
7.3	Realizace adaptivního řízení NC-obvodu – obecné vibrace	96
7.4	Příklad kompletní realizace adaptivního systému pro potlačení přenosu vibrací v širokém frekvenčním pásmu	98
7.5	Experiment	100
8	Automatické nastavení NC-obvodu bez senzoru síly	104

8.1	Princip automatického nastavení NC-obvodu bez senzoru síly	105
8.2	Zhodnocení	108
9	Závěr/Diskuse.....	109
9.1	Shrnutí disertační práce	109
9.2	Budoucí/navazující práce.....	111
	POUŽITÁ LITERATURA	112
	PUBLIKACE AUTORA	119

Seznam zkratek

A/D	A nalog/ D igital converter
AEC	A ctive E lasticity C ontrol
D/A	D igital/ A nalog converter
FFT	F ast F ourier T ransform
FPGA	F ield P rogrammable G ate A rray
H	H ard (typ NC-obvodu)
ICP	I ntegrated C ircuit P iezoelectronic
NC	N egative C apacitance (záporná kapacita)
PSD	P iezoelectric S hunt D amping
PZT	$\text{Pb}(\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$
Q/V	Nábojový zesilovač
S	S oft (typ NC-obvodu)
SSD	S ynchronized S witch D amping
SSDI	S ynchronized S witch D amping on induktor
SSDS	S ynchronized S witch D amping on short
SSDV	S ynchronized S witch D amping on voltage source
MFC	M acro F iber C omposite
SMD	S urface M ount D evice
PWM	P ulse W idth M odulation
SPI	S eriál P eripheral I nterface
LED	L ight E mitting D iode

Seznam symbolů

$\tan \delta_S$	ztrátový činitel kapacity piezoelektrického aktuátoru	1
C'_S	reálná část kapacity piezoelektrického aktuátoru	F
K'_{eff}	reálná část efektivní konstanty tuhosti	$N \cdot m^{-1}$
K''_{eff}	imaginární část efektivní konstanty tuhosti	$N \cdot m^{-1}$
TR_{NC}	přenos vibrací skrz piez. aktuátor s připojeným NC-obvodem	dB
TR_S	přenos vibrací skrz piez. aktuátor s odpojeným NC-obvodem	dB
U_i	amplituda vstupních vibrací	m
U_t	amplituda přenesených vibrací	m
Z_{ref}	komplexní impedance náhradního obvodu	Ω
χ^2	chybová funkce	-
ΔL_{TR}	míra potlačení přenosu vibrací	dB
ΔR	rozdíl odporu	Ω
a, a_i, a_t	zrychlení	$m \cdot s^{-2}$
$A_u(\omega)$	napěťové zesílení operačního zesilovače	-1
B	koeficient tlumení	Ns/m
C	kapacita NC-obvodu	F
C_S	kapacita piezoelektrického aktuátoru	F
d, d_{33}	piezoelektrický koeficient	C/N
F, F_i, F_t	síla	N
j	imaginární jednotka	-
k	koeficient elektromechanické vazby piezoel. aktuátoru	1
K, k	konstanta tuhosti	$N \cdot m^{-1}$
K_{eff}	efektivní konstanta tuhosti	$N \cdot m^{-1}$
K_S	konstanta tuhosti mech. volného piezoelektrického aktuátoru	$N \cdot m^{-1}$
l	tloušťka ferroelektretové fólie	m
m	hmotnost	kg
M	hmotnost tlumeného objektu	kg
m_s	hmotnost seismické hmoty	kg
p_i, p_r, p_t	akustický tlak	$N \cdot m^{-2}$
p_s	statický tlak	$N \cdot m^{-2}$
Q	elektrický náboj	C
\mathcal{Q}	mechanický činitel jakosti	1
R_x	elektrický odpor	Ω
S	citlivost akcelerometru (Sensitivity)	$C/(m \cdot s^{-2})$
S	plocha	m^2

t	čas	s
TR	přenos vibrací (transmissibility)	1
U, V	elektrické napětí	V
u_i, u_1	výchylka vstupních vibrací	m
$U_{NC\ off}$	napětí měřené při vypnutém NC-obvodu	V
$U_{NC\ on}$	napětí měřené při zapnutém NC-obvodu	V
u_i, u_2	výchylka přenesených vibrací	m
Y	Youngův modul pružnosti	N·m ⁻²
Z	efektivní impedance NC-obvodu	Ω
Z_0	impedance sériové kombinace piezoel. aktuátoru a rezistoru	Ω
Z_1	impedance ve zpětné vazbě NC-obvodu	Ω
Z_{NC}	komplexní impedance NC-obvodu	Ω
Z_S	komplexní impedance piezoelektrického aktuátoru	Ω
ΔF	úbytek přenesené síly	dB
Δl	prodloužení piezoelektrického aktuátoru	m
ΔTr	pokles přenosu vibrací	dB
ΔZ	rozdíl impedancí	Ω
δZ	relativní odchylka impedance NC-obvodu	%
$\Delta \varphi$	fázový rozdíl	°
$\varphi, \varphi_0, \varphi_1$	úhel	°
ω	úhlová frekvence	s ⁻¹
ω_{res}, ω_0	úhlová rezonanční frekvence	s ⁻¹
f	frekvence	Hz
f_{res}	rezonanční frekvence	Hz
ϕ	fáze impedance	°

Seznam obrázků

Obr. 1.	Princip konvenčních aktivních metod potlačování přenosu vibrací.	28
Obr. 2.	Princip metody PSD v systému pro potlačení přenosu vibrací	31
Obr. 3.	Rozdělení PSD metod dle typu připojené impedance.	33
Obr. 4.	Principy nelineárního semi-pasivního tlumení přenosu vibrací pomocí tzv. Switching shunt.	35
Obr. 5.	Mechanické uspořádání aparatury pro měření přenosu vibrací a přenesených sil včetně popisu měřicího řetězce.....	40
Obr. 6.	Fotografie aparatury pro měření přenosu vibrací a přenesených sil skrz piezoelektrický element	41
Obr. 7.	Přenosová funkce systému před (černá čára) a po (červená čára) slepení aparatury tuhým lepidlem.	43
Obr. 8.	Tři různé návrhy ferroelektretových akcelerometrů	44
Obr. 9.	Frekvenční závislost ferroelektretového akcelerometru, parametrem je různá hmotnost seismické hmoty.	44
Obr. 10.	Citlivost (@ 100Hz) a rezonanční frekvence jedno-vrstvého ferroelektretového akcelerometru funkcí hmotnosti seismické hmoty..	45
Obr. 11.	Frekvenční závislost citlivosti akcelerometru se seismickou hmotou o hmotnosti 10,2g. Parametrem je velikost styčné plochy seismické hmoty a ferroelektretové folie, která byla měněna v rozsahu 0,72 – 2,9 cm ²	46
Obr. 12.	Frekvenční závislost citlivosti akcelerometru se seismickou hmotou o hmotnosti 10,2g. Parametrem je statický tlak působení seismické hmoty na ferroelektretovou folii, který byl měněn v rozsahu 0 – 50kPa.	46
Obr. 13.	Citlivost (@ 200Hz) a rezonanční frekvence funkcí působícího statického tlaku.....	47
Obr. 14.	Frekvenční závislost ferroelektretového dvou-vrstvého akcelerometru, parametrem je různá hmotnost seismické hmoty. Statický tlak byl pro všechna měření nastaven shodný (12 kPa)	48
Obr. 15.	Citlivost (@ 100Hz) a rezonanční frekvence dvou-vrstvého ferroelektretového akcelerometru funkcí hmotnosti seismické hmoty.	49
Obr. 16.	Citlivost akcelerometru s jednou, dvěma a třemi vrstvami ferroelektretové folie ($d_{33}=500\text{pC/N}$, hmotnost seismické hmoty $m = 10\text{g}$, nastavený statický tlak $P = 12\text{kPa}$	49
Obr. 17.	Schéma systému pro potlačení přenosu vibrací pomocí libovolného piezoelektrického aktuátoru o impedanci Z_S , ke kterému je paralelně	

připojen obvod se zápornou kapacitou (NC-obvod) o komplexní impedanci Z_{NC}	51
Obr. 18. Závislost K_{eff} / K_S (efektivní tuhost aktuátoru s připojenou externí impedancí Z / tuhost aktuátoru se svorkami naprázdno) na poměru impedancí Z_S/Z (impedance samotného aktuátoru / připojená externí impedance Z), pro $k = 0,7$	53
Obr. 19. Elektrické schéma NC-obvodu (obvod se zápornou kapacitou) paralelně připojeného k piezoelektrickému aktuátoru.	54
Obr. 20. Příklad užití metody pro izolování tlumeného objektu od vstupních vibrací. Na úzkém frekvenčním okolí frekvence $f=1kHz$ zaznamenáváme pokles přenosu vibrací $\Delta Tr = -30dB$	56
Obr. 21. Příklad užití metody pro izolování zdroje vibrací od podložky.	57
Obr. 22. Horní obrázek: frekvenční spektrum síly přenesené skrz piezoelektrický aktuátor 2 (viz Obr. 21) při odpojeném NC-obvodu a s připojeným manuálně nastaveným NC-obvodem. Spodní obrázek: frekvenční charakteristika úbytku přenesené síly ΔF	58
Obr. 23. Příklad užití metody pro izolování vetknuté předepjaté části (tlumený objekt M) od vibrující konstrukce.	59
Obr. 24. Přenos vibrací z vibrující konstrukce na vetknutý předepjatý tlumený objekt (viz Obr. 23).	60
Obr. 25. Příklad užití metody pro tlumení přenosu akustického hluku skrz okenní tabuli.....	61
Obr. 26. Elektrické schéma piezoelektrického MFC aktuátoru s paralelně připojeným NC-obvodem typu H (Hard).	61
Obr. 27. Experimentální měření potlačení přenosu akustického hluku skrz okenní tabuli pomocí piezoelektrických MFC aktuátorů připojených k NC-obvodu typu H	62
Obr. 28. Časový průběh přenosu vibrací poté, co byl piezoelektrický aktuátor vystaven změně teploty okolního prostředí.....	64
Obr. 29. Měření frekvenčních charakteristik komplexní impedance piezoelektrického aktuátoru poté, co byl v čase $t=0$ piezoelektrický aktuátor vystaven tepelnému záření žárovky (100W), ze vzdálenosti 15 cm	65
Obr. 30. Frekvenční charakteristiky přenosu vibrací skrz piezoelektrický aktuátor s paralelně připojeným NC-obvodem, frekvenční průběhy jeho efektivní tuhosti a porovnání impedance aktuátoru s impedancí NC-obvodu	66
Obr. 31. Vrstevnicový graf - absolutní hodnota efektivní konstanty tuhosti K_{eff} piezoelektrického aktuátoru s připojeným NC-obvodem	70
Obr. 32. Vrstevnicový graf - argument efektivní konstanty tuhosti K_{eff} piezoelektrického aktuátoru s připojeným NC-obvodem	70

Obr. 33.	Obrázek vpravo: mechanické uspořádání adaptivního systému pro potlačení přenosu vibrací; Obrázek vlevo: elektrické zapojení adaptivního systému pro potlačení přenosu vibrací.	72
Obr. 34.	Realizace elektronicky laditelného rezistoru pomocí spínané kapacity. a) schéma elektrického zapojení s použitím LTC1043; b) frekvenční závislost odporu	74
Obr. 35.	Příklad naměřené volt-ohmové charakteristiky elektronicky laditelného rezistoru, který je realizován pomocí optron-fotorezistoru.....	75
Obr. 36.	Porovnání časové závislosti efektivity potlačení přenosu vibrací s manuálně nastaveným NC-obvodem (plná čára) a s adaptivně řízeným NC-obvodem (přerušovaná čára), při vystavení systému změnám okolní teploty.....	76
Obr. 37.	Pokles přenosu vibrací ΔTr s manuálně nastaveným NC-obvodem (modrá čára) a s adaptivně řízeným NC-obvodem (zelená čára)..	77
Obr. 38.	Adaptivní řízení NC-obvodu pomocí mikroprocesoru Atmel Atmega8.	79
Obr. 39.	Adaptivní řízení NC-obvodu pomocí řídicího systému NI-CompactRio	80
Obr. 40.	Systém pro potlačení přenosu vibrací doplněný o piezoelektrický senzor síly pro možnost měření přenesených sil a výpočet poklesu přenosu vibrací ΔTr (a); Elektrické schéma NC-obvodu s paralelně připojeným piezoelektrickým aktuátorem (b).	81
Obr. 41.	Frekvenční závislosti absolutní hodnoty a fáze impedancí Z_0 , Z_I (viz Obr. 40) a frekvenční charakteristika poklesu přenosu vibrací ΔTr	82
Obr. 42.	Vliv frekvenčních průběhů impedancí Z_0 a Z_I na frekvenční charakteristiku přenosu vibrací skrz piezoelektrický aktuátor s paralelně připojeným NC-obvodem	85
Obr. 43.	Elektrické schéma referenční impedance Z_I , která je součástí NC-obvodu. Referenční impedance pro úzkopásmové přizpůsobení NC-obvodu (a); Referenční impedance pro širokopásmové přizpůsobení NC-obvodu (b).	86
Obr. 44.	Efekt vzájemného přizpůsobení absolutních hodnot a fází impedance piezoelektrického aktuátoru a referenční impedance Z_I . Bylo dosaženo potlačení přenosu vibrací cca 10dB na frekvenčním pásmu 500 – 2000 Hz.	87
Obr. 45.	Přenosové funkce systému pro potlačení přenosu vibrací. NC-obvod je přizpůsoben pro široko-frekvenční pásmo tlumení. Parametrem je různá frekvence, pro kterou je NC-obvod optimálně nastaven.....	88
Obr. 46.	Porovnání přenosových funkcí systému pro potlačení přenosu vibrací s vypnutým NC-obvodem (černá čára), s úzkofrekvenčně přizpůsobeným NC-obvodem optimálně nastaveným pro frekvenci 2kHz a	

s širokofrekvenčně přizpůsobeným NC-obvodem optimálně nastaveným pro frekvenci 2kHz.....	88
Obr. 47. Realizace referenční impedance Z_I pomocí odporových a kapacitních dekád. (a) Spektrální analyzátor pro měření frekvenčních charakteristik impedancí Z_0 , Z_I (b)	90
Obr. 48. Frekvenční charakteristiky impedancí Z_0 , Z_I pro úzkopásmové a širokopásmové potlačování přenou vibrací, porovnání naměřených hodnot přenosu vibrací s modelovými výsledky, výpočet reálné a imaginární části efektivní konstanty tuhosti piezoelektrického aktuátoru s připojeným NC-obvodem.....	94
Obr. 49. Vývojový diagram – proces adaptování NC-obvodu při potlačování obecných vibrací v širokém frekvenčním pásmu.....	98
Obr. 50. Adaptivní vibračně izolační systém, který je realizován pomocí piezoelektrického aktuátoru s paralelně připojeným NC-obvodem, který lze elektronicky přeladovat pomocí dvojice optron-fotorezistorů. Na pravé straně - mechanické uspořádání systému, na levé elektrické schéma zapojení.....	99
Obr. 51. Efekt adaptivního potlačování přenosu obecných vibrací v širokém frekvenčním pásmu - Spektra pěti různých signálů sil přenesených skrz vibračně izolační systém. Parametrem je frekvence výrazné harmonické složky signálu.....	101
Obr. 52. Přenosové funkce systému, který byl adaptován pro efektivní potlačení pěti různých buzení vstupních vibrací.....	102
Obr. 53. Princip automatického nastavení NC-obvodu bez zpětné vazby (bez piezoelektrického senzoru síly) - Mechanické uspořádání systému pro potlačování přenosu vibrací a blokové schéma zapojení NC-obvodu a řídicího systému.	104
Obr. 54. Princip automatického nastavení NC-obvodu bez zpětné vazby (bez piezoelektrického senzoru síly) - automatické vyvážení můstku.....	105
Obr. 55. Princip automatického nastavení NC-obvodu bez senzoru síly.....	106
Obr. 56. Vývojový diagram procesu automatického nastavení NC-obvodu bez použití senzoru síly, který je implementován v řídicím systému.....	107

1 Úvod

Vibrace jsou obecně definovány jako pohyb pružného tělesa nebo prostředí, jehož jednotlivé body kmitají kolem své rovnovážné polohy. Jedná se tedy o mechanické kmitání a chvění prostředí. Vibrace provázejí člověka na každém jeho kroku. Jejich důsledky nejsou přitom vždy záporné. Příkladem může být vibrační vyzvánění telefonů, reprodukce zvuku vibrující membránou reproduktoru, využití vibrací v některých technologických procesech, například elektrická a pneumatická kladiva, vibrační hutnicí zařízení ve stavebnictví, prosévací zařízení pro rozdělení materiálu dle frakce podobně. Akustické projevy vibrací lidských hlasivek jsou nezbytné pro komunikaci mezi lidmi. Stejně tak hudbu lze chápat jako akustický signál s velmi charakteristickým a opakovatelným průběhem, který je emitován nástroji, jejichž struny se chvějí a toto chvění je cíleně přenášeno na ozvučnice. Když tento zvuk „zarezonuje“ s náladou posluchače, může pak vybudit emoce vesměs velmi pozitivní, případně navodit stav harmonie.

Tato práce je však cílena na potlačování záporných důsledků výskytu vibrací, které vznikají působením lidské činnosti a mají zpětně neblahé účinky na člověka a na kvalitu životního prostředí obecně.

1.1 Motivace

Mezi záporné důsledky výskytu vibrací patří jejich nepříznivý vliv na komfort a zdraví člověka, nepříznivý vliv na kvalitu životního prostředí, snížení životnosti, přesnosti, spolehlivosti a mnohdy i bezpečnosti strojů, jejich negativní dopady v pokročilých optických technologiích a další.

Zvláštní požadavky v oblasti potlačování přenosu vibrací jsou kladeny v oborech nanotechnologie, mikroskopie, interferometrie, spektroskopie atp. V těchto aplikacích je nutné dosáhnout obzvlášť efektivního potlačení přenosu vibrací, protože sebemenší vibrace veškeré výsledky optických měření maří. Mezi hlavní zdroje vibrací patří chvění budov, chůze (1-3Hz), a buzení stroji (kmitočty odvozené od síťové frekvence). Uvedené vibrace dosahují amplitud v rozmezí (0,1-1 μ m) [1]. Potřeba precizního izolování optických soustav od těchto vibrací vytváří poptávku na vývoj nových sofistikovaných metod potlačování přenosu vibrací, které lze uplatnit při návrhu antivibračních a optických stolů. Tato zařízení dnes využívají pro tlumení přenosu vibrací elektrické případně pneumatické pohony nebo aktivní antivibrační piezoelektrické systémy.

Fyziologicky mají vibrace na člověka nepříznivý vliv. Dlouhodobé vystavení vibracím a hluku je pro člověka nebezpečné. Způsobuje únavu, podráždění, nepohodlí, v extrémním případě poškození zdraví. Podle způsobu přenosu vibrací na člověka rozeznáváme vibrace celkové, vibrace místní a vibrace v budovách (které se pohybují v rozmezí 1-80 Hz). Celkové vibrace jsou vibrace přenášené na stojícího nebo sedícího člověka. Zvláště škodlivé jsou vibrace nízkých frekvencí, při kterých dochází k rezonanci dutinových orgánů. Zejména jsou to frekvence: 2 - 6 Hz pro sedící osobu, 4 – 12 Hz pro stojící osobu, 12 – 30 Hz pro hlavu, 30 – 90 Hz pro oční bulbus, centrální nervovou soustavu a cévy a 400 – 600 Hz pro rezonanci lebky. Místní vibrace jsou dále rozdělovány na vibrace přenášené na ruce (při práci s vibrujícími nástroji je člověk lokálně vystaven vibracím 8-1000 Hz) a na vibrace přenášené zvláštním způsobem (např. na hlavu, páteř, rameno – posuzováno ve frekvenčním rozsahu 1-1000Hz). Při vystavení člověka přenosu vibrací na ruce trpí zejména cévy, svaly, klouby a nervy horních končetin. Přeceňovaným prvkem cílené prevence bývá používání osobních pracovních ochranných prostředků proti vibracím přenášeným na ruce. Žádoucí je vyloučit nebo výrazně omezit emise vibrací přímo na zdroji, např. pružné uložení stroje a omezit cesty šíření vibrací. [2]

Výskyt vibrací je úzce spjat se vznikem a šířením hluku. Hluk vzniká přeměnou části kinetické energie mechanického kmitání konstrukcí na změny akustického tlaku vzduchu. Vibrace a hluk vznikají jako vedlejší, nechtěný důsledek v mnoha odvětvích lidského působení, jako je např. stavitelství, těžký průmysl, doprava, letecký průmysl, strojní průmysl a podobně.

Obecně můžeme říci, že u strojů jsou zdrojem vibrací zejména rotující a kmitající části. Přenos těchto vibrací na konstrukci stroje a ostatní části způsobuje snížení výkonu stroje, výrazné dynamické namáhání uzlů stroje, urychluje opotřebování dílů, zvyšuje hlučnost zařízení a snižuje životnost nástrojů. Zvlášť nebezpečné jsou rezonance, tj. stav, kdy se téměř všechnen mechanický výkon vibrací, které se šíří strojem, přenáší na jeho určitou část bez jakéhokoli odrazu nebo útlumu. To má potom za následek rychlý nárůst mechanické energie (tj. kinetické a potenciální energie napjatosti) v dané části stroje, což je spojeno s rychlým nárůstem její amplitudy kmitání. Tento jev nastává, pokud je frekvence přenášených vibrací shodná s tzv. vlastní frekvencí části dané konstrukce. V takových případech může dojít k poškození stroje. Měřením vibrací a analýzou signálů lze dokonce diagnostikovat (dle rezonančních frekvencí) příčiny a závady na zařízeních. Těmto rezonancím je však nutno předcházet vhodným uspořádáním konstrukce, tedy vhodným rozložením hmot, vhodnou tuhostí konstrukce a účinným izolováním přenosové cesty mezi zdrojem vibrací a konstrukcí stroje.

V současnosti používané metody potlačování přenosu vibrací jsou buď pasivní, které jsou levné avšak málo účinné, nebo aktivní, které jsou v jistých speciálních podmínkách účinné, avšak často jsou nákladné a složité. Proto je velmi žádoucí navrhnout a analyzovat nové, jednoduché a levnější metody, při zachování účinnosti potlačování přenosu vibrací.

V současnosti jsou pro tlumení přenosu vibrací používány systémy, které jsou založeny nejčastěji na pasivních metodách využívajících mechanických prvků, jako jsou visko-elastické tlumiče a pružiny nebo na konvenčních aktivních zpětnovazebních metodách využívajících různých aktuátorů. Pasivní metody jsou poměrně levné a nevyžadují externí zdroj energie, ale jejich použití pro potlačení vibrací nízkých frekvencí obvykle vyžaduje instalace objemných a hmotných vibroizolačních prvků, což může být v některých zařízeních nebo situacích nemožné. Konvenční aktivní metody dosahují vysoké účinnosti potlačení přenosu vibrací zejména nízkých frekvencí, ovšem obvykle za cenu velké technické náročnosti, vysokých realizačních a provozních nákladů a nižší spolehlivosti.

Při porovnání vlastností konvenčních pasivních a aktivních metod pro tlumení přenosu vibrací vzniká otázka, zda neexistuje přístup, který by kombinoval výhody obou metod, zejména vysokou účinnost (i při nízkých frekvencích) a nízké náklady. Velmi nadějným se jeví přístup využívající tzv. semi-aktivních metod, které využívají tzv. *intelligentních materiálů*.

V posledních třiceti letech jsme mohli být svědky vývoje pokročilých materiálů, s jejichž pomocí lze dosáhnout opto-mechanické, chemo-mechanické, termo-mechanické nebo elektromechanické transformace energií. Materiály s těmito vlastnostmi se souhrnně nazývají *intelligentní (chytré) materiály*. Mezi intelligentní elektromechanické měniče patří piezoelektrické měniče, které lze využívat jako senzory nebo jako aktuátory. Tyto měniče lze výhodně využít v aplikacích tlumení hluku a vibrací, díky jejich rychlé odezvě. Tlumičím efektu je zde dosaženo, zaprvé vložením piezoelektrického elektromechanického převodníku mezi vibrující strukturu a izolovaný objekt, a zadruhé paralelním připojením piezoelektrického členu k externímu (pasivnímu nebo aktivnímu) elektronickému bočníku. Tuto metodu pro potlačení přenosu vibrací poprvé představili Hagood a von Flotow [3] a později byla nazvána *Piezoelectric Shunt Damping (PSD)* [4]. Metoda je založena na snížení mechanického výkonu vibrací procházejících piezoelektrickým převodníkem pomocí konverze části mechanické energie na energii elektrickou a její následnou disipaci na pasivních impedancích v připojeném elektrickém bočníku. V posledních třech desetiletích bylo ohledně této metody publikováno mnoho prací, jak je uvedeno v řešeršní části této práce.

Později, v roce 2000, byla vyvinuta semiaktivní varianta metody PSD, která je založena na původní myšlence dr. Dateho. Metoda je založena na aktivním (elektrickém) řízení efektivní tuhosti piezoelektrického převodníku (Active Elasticity Control, AEC) pomocí připojeného aktivního elektrického bočníku, který má efektivní záporně kapacitní impedanci. Toto aktivní uspořádání připojeného bočníku umožňuje řízení efektivní tuhosti piezoelektrického převodníku v extrémním rozsahu nula až nekonečno [5]. Nekonečně měkký piezoelektrický element vložený mezi vibrující strukturou a tlumenou hmotou se chová jako rozhraní s nulovým přenosem vibrací. Velkou aplikační výhodou je fakt, že piezoelektrický elektromechanický převodník pracuje ve stejném časovém okamžiku jako senzor a aktuátor současně. Z této skutečnosti vyplývá veliký potenciál metody, která kombinuje výhody a současně eliminuje nevýhody konvenčních pasivních a aktivních metod. Mezi hlavní klady patří vysoká účinnost, jednoduchost, nízké náklady, schopnost potlačovat vibrace nízkých frekvencí a použití jediného piezoelektrického převodníku pro akuační i senzorickou činnost. Navzdory popisovaným výhodám zůstává tato metoda předmětem výzkumu, z důvodu celé řady problémů, které je třeba analyzovat a vyřešit.

1.2 Cíle disertační práce

Jak již bylo zmíněno, vzniku vibrací lze do určité míry zabránit přímo na jejich zdroji. Například části strojů, které mohou být potenciálními zdroji vibrací, musí být konstruovány tak, aby se jejich rezonanční frekvence bezpečně nacházely mimo pracovní oblast stroje. Vzniku vibrací však většinou nelze zabránit zcela. Pro účinné potlačení přenosu vibrací je třeba izolovat přenosové cesty mezi zdrojem a dalšími objekty, na nichž je přítomnost vibrací nežádoucí. Cílem této disertační práce je zabývat se touto problematikou. V rešeršní části této práce je hlavním cílem zjistit současný stav, přehledně rozdělit stávající metody pro potlačování přenosu vibrací, porovnávat dosažené výsledky, výhody a nevýhody jednotlivých přístupů. Zvláštní důraz je kladen na metody využívající piezoelektrické převodníky vzhledem k jejich výhodám, jako je teoretická možnost úplného potlačení přenosu vibrací při minimálních energetických nárocích a minimálních realizačních i provozních nákladech. Dalším úkolem, který si tato práce klade za cíl je analyzovat zásadní problémy, které doposud znemožňují užití této metody v reálných aplikacích, tyto problémy diskutovat a prezentovat možnosti jejich řešení. Za tímto účelem je zde prezentována řada experimentů. Hlavním cílem je vývoj adaptivních metod pro semiaktivní potlačení přenosu vibrací pomocí libovolného piezoelektrického aktuátoru v různých aplikacích s reálnými vlastnostmi. Pro další pokrok těchto metod je nezbytné rozšíření frekvenčního pásma efektivně potlačovaných vibrací a

implementace adaptivních procesů pro obecné vibrace s deterministickými i náhodnými složkami. Tolik k cílům této disertační práce.

1.3 Přínos disertační práce

Výskyt vibrací a hluku je významným parametrem životního prostředí. Účinná kontrola vibrací hraje klíčovou roli v odstranění negativních dopadů jejich působení na zdraví člověka. U strojů přispívá potlačování přenosu vibrací k prodloužení životnosti, tichému chodu atd. Ve všech výše zmíněných odvětvích lidského snažení má tato problematika své významné místo. Semi-aktivní metoda pro potlačení přenosu vibrací, na kterou je tato práce zaměřena, v principu kombinuje výhody a odstraňuje nevýhody konvenčních aktivních metod. Přínosem je možnost konstrukce stejně efektivních, nebo efektivnějších zařízení potlačujících přenos vibrací, která jsou však ve srovnání s konvenčními metodami jednoduchá a levná. Jak je zmíněno v předchozí kapitole, cílem disertační práce je další vývoj semi-aktivních metod tlumení přenosu vibrací založených na metodě AEC, tj. aktivního řízení elastických vlastností piezoelektrických převodníků připojeným k aktivním elektronickým bočníkům. Většina publikací tohoto přístupu jsou na úrovni prezentace základních principů v laboratorních podmínkách. Přínosem disertační práce je návrh řešení některých problémů, což umožní aplikaci metody v reálných systémech potlačování přenosu vibrací.

1.4 Struktura disertační práce

Tato práce je členěna do devíti kapitol:

Kapitola 1: Úvod

Obsahem kapitoly 1 je úvod do problematiky potlačování přenosu vibrací. Motivací práce je přispět ve speciálních oborech, jako je optika, nanotechnologie, a podobně, kvalita životního prostředí a zdraví člověka, strojní průmysl - dlouhodobý, bezporuchový, tichý chod strojů a další. Dalším obsahem této části je zevrubné seznámení s konvenčními metodami tlumení vibrací a s alternativní metodou, která je v této práci nadále vyvíjena, dále jsou zde stanoveny cíle disertační práce a její přínos.

Kapitola 2: Současný stav v oboru potlačování přenosu vibrací

Obsahem kapitoly 2 je rešerše literatury. Jsou zde prezentovány principy a vlastnosti konvenčních aktivních metod se zaměřením na jejich nedostatky, z nichž vyplývá poptávka po nových alternativních metodách pro potlačování přenosu vibrací. Další náplní této části je rešerše PSD metod, které jsou alternativou konvenčních metod

pro potlačování přenosu vibrací. Zvláštní důraz je kladen na tlumení přenosu vibrací pomocí piezoelektrického aktuátoru s paralelně připojenou záporně kapacitní impedancí.

Kapitola 3: Aparatura pro měření přenosu vibrací a přenesené síly

V kapitole 3 je prezentován návrh a konstrukce aparatury pro měření přenosu vibrací a přenesené síly, která byla použita pro většinu experimentů prezentovaných v této práci. Je zde popsána mechanická část měřicí aparatury (viz část 3.1), měřicí řetězec (viz část 3.2) a její přenosová funkce (viz část 3.3). V závěrečné části (3.4) je prezentován vlastní vývoj feroelektretových akcelerometrů, který probíhal v rámci zahraniční stáže pod vedením Prof. G. M. Sesslera na Institutu pro sdělovací techniku - TU Darmstadt v Německu. Zatímco aparatura pro měření přenosu vibrací je víceméně standardní konstrukce, Návrh, realizace a experimentální výzkum základních vlastností feroelektretových akcelerometrů představuje původní výsledek této disertační práce.

Kapitola 4: Semiaktivní metoda tlumení přenosu vibrací pomocí piezoelektrického aktuátoru

V části 4.1 je vysvětlen princip aktivního řízení elastických vlastností piezoelektrického aktuátoru paralelním připojením záporně kapacitní impedance a způsob jeho využití v systémech pro potlačení přenosu vibrací. Dále je zde uvedeno zapojení a matematický popis analogového obvodu, který realizuje zápornou kapacitu. Jeho základní funkce je demonstrována na čtyřech realizovaných příkladech (viz část 4.2), které se vzájemně liší koncepcí a užitým piezoelektrickým aktuátorem. Závěr této kapitoly je věnován definování a analýze problémů a nedostatků, kterými je metoda v současnosti zatížena. Cílem je tyto problémy pojmenovat a vymezit jejich významnost (viz část 4.3).

Kapitola 5: Adaptivní řízení elastických vlastností piezoelektrických aktuátorů

V kapitole 5 je vysvětlen základní princip adaptivního řízení (viz část 5.3) a iterativní řídicí algoritmus, který umožňuje automatické, optimální nastavování obvodu, jež realizuje záporně kapacitní impedanci (viz části 5.1; 5.2). Algoritmus byl převzat z disertační práce Tomáše Sluky [6] a byl nově implementován v obvodu, který je automaticky nastavován pomocí elektronicky laditelných rezistorů. Z toho důvodu jsou zde prezentovány požadavky kladené na tyto laditelné prvky. Návrh, realizace a výzkum základních vlastností tří nových konstrukcí elektronicky laditelných rezistorů představuje původní výsledek této disertační práce (viz část 5.4). V závěru (viz část 5.5) jsou prezentovány dvě realizace adaptivního potlačování přenosu vibrací na úzkém frekvenčním pásmu a jejich kladný vliv na některé negativní vlastnosti, které jsou

rozebrány v části 4.3 (zejména citlivost účinnosti potlačování přenosu vibrací na změny podmínek v okolním prostředí). Nutno však podotknout, že tyto prezentované systémy jsou schopny potlačit pouze úzké frekvenční pásmo vibrací. Velkou aplikační nevýhodou adaptivního systému popsaného v kapitole 5 fakt, že systém je schopen nalézt optimální nastavení NC-obvodu pouze v případě, že vstupní vibrace mají harmonickou časovou závislost.

Kapitola 6: Rozšíření frekvenčního pásma potlačování přenosu vibrací

V kapitole 6 je řešena modifikace metody pro dosažení efektivního potlačení přenosu vibrací v širokém frekvenčním pásmu. Analogový obvod, který realizuje zápornou kapacitu, je tvořen operačním zesilovačem se zpětnou vazbou. V části 6.1 vysvětlen princip optimálního nastavení tohoto obvodu z hlediska jednotlivých impedancí ve zpětných vazbách. V části 6.2 je prezentován princip rozšíření frekvenčního pásma, který spočívá v optimálním návrhu tzv. referenční impedance, která je součástí obvodu. Další text prezentuje experimentální (viz část 6.3) a analytickou (viz část 6.4) metodu určení parametrů této referenční impedance. V části 6.5 je demonstrován efekt rozšíření frekvenčního pásma potlačování přenosu vibrací, v důsledku optimalizace referenční impedance pro zvolený piezoelektrický aktuátor. Principy a detaily řešení implementačních problémů s rozšířením frekvenčního pásma potlačování přenosu vibrací popsaných v kapitole 6 představují původní výsledky této disertační práce.

Kapitola 7: Tlumení vibrací v reálných aplikacích – obecný signál

Hlavní úlohou řešenou v kapitole 7 a zároveň hlavním původním výsledkem této disertační práce je odstranění podmínky harmonické časové závislosti vstupních vibrací, která značně omezuje aplikační možnosti adaptivního systému, který je popsán v kapitole 5. Zobecnění a modifikace adaptivního systému pro potlačování přenosu vibrací, která umožňuje automatické nastavení optimální hodnoty záporné kapacity obvodu i v případě vibrací komplikovaného časového průběhu (spektrum vibrací s obsahem šumové složky a několika dominantních harmonických složek, jejichž frekvence i amplituda se mohou v čase měnit) je vysvětleno v části 7.3. Příklad kompletní realizace adaptivního systému pro potlačování přenosu vibrací obecného charakteru v širokém frekvenčním pásmu je detailně popsáno v části 7.4. Experimenty provedené na tomto systému jsou prezentovány v části 7.5.

Kapitola 8: Automatické nastavení NC-obvodu bez senzoru síly

Adaptivní řízení, které je prezentováno v kapitolách 5 a 7 vyžaduje v režimu nastavování laditelných prvků obvodu se zápornou kapacitou určitou formu zpětné vazby

o časovém průběhu síly přenášených vibrací. Za tímto účelem je do systému implementován senzor síly, který snímá přenesené vibrace. Implementace tohoto senzoru síly může být v některých aplikacích komplikovaná, nebo neřešitelná. Řešení úlohy a zároveň poslední původní výsledek této disertační práce je návrh a analýza základních vlastností metody automatického nastavení optimální hodnoty záporné kapacity obvodu bez použití senzoru síly.

Kapitola 9: Závěr/Diskuse

V části 9.1 jsou shrnuty a diskutovány výsledky dosažené v této disertační práci a v závěrečné části (9.2) jsou nastíněny další cíle navazujících prací.

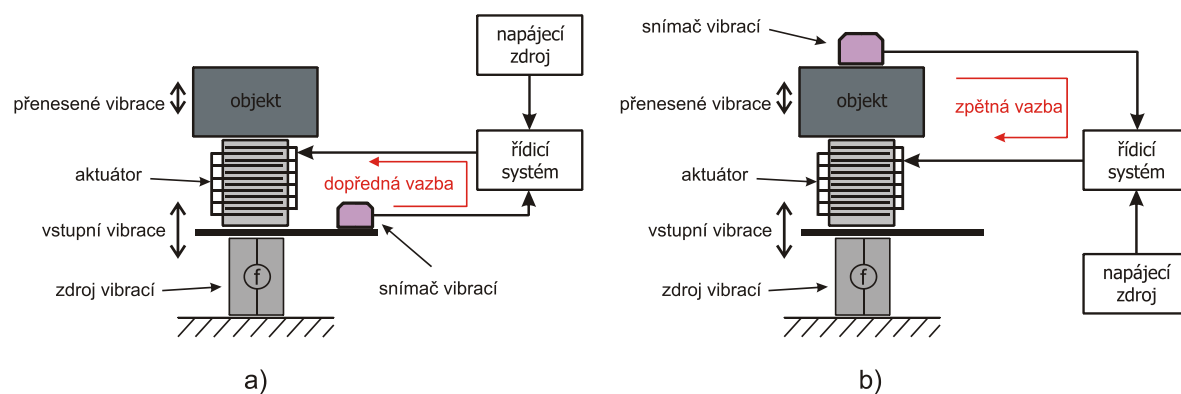
V samotném závěru práce nalezneme seznam použité literatury a seznam publikací autora.

2 Současný stav v oboru potlačování přenosu vibrací

V této kapitole je prezentován princip konvenčních aktivních metod pro potlačování přenosu vibrací. Cílem je poukázat na nedostatky těchto metod, které jsou motivací pro vývoj alternativních metod, jako je např. metoda PSD. Dále je zde prezentován základní přehled metod PSD a řešerše relevantní literatury. Výsledkem je rozbor jejich výhod, nevýhod a dosažených výsledků, čímž je definován výchozí bod a hlavní cíle této disertační práce.

2.1 Konvenční aktivní metody potlačování přenosu vibrací

Konvenční aktivní metody potlačování přenosu vibrací lze dle koncepce řízení rozdělit na zpětnovazební systémy (feedback) a na systémy s dopřednou vazbou (feedforward), jak můžeme vidět na Obr. 1



Obr. 1. Princip konvenčních aktivních metod potlačování přenosu vibrací: řízení s dopřednou vazbou (feedforward) (a); zpětnovazební řízení (b).

V obou případech je přenos vibrací potlačován aktuátorem, který je vložen mezi vibrující strukturu a tlumený objekt. Signál pro aktuátor je v reálném čase generován a optimalizován řídicím obvodem na základě dopředné [viz Obr. 1(a)] nebo zpětné vazby [viz Obr. 1(b)]. Rozdíl těchto dvou přístupů spočívá v různém umístění snímače vibrací.

V případě dopředné (přímé) vazby řízení je snímač vibrací (nejčastěji akcelerometr) umístěn přímo na vibrující strukturu [viz Obr. 1(a)]. V tomto případě jsou tedy měřeny vibrace vstupující do systému (vstupní vibrace). Cílem řídicího obvodu je invertovat a zesílit signál vstupních vibrací tak, aby aktuátor buzený invertovaným signálem generoval deformaci se shodnou amplitudou a opačnou fází. Tímto způsobem dochází k destruktivní superpozici vstupních vibrací a deformace piezoelektrického aktuátoru, jejímž výsledkem je potlačení přenosu vibrací.

V případě zpětnovazebního řízení je snímač vibrací upevněn na objektu, který má být od vstupních vibrací izolován piezoelektrickým aktuátorem [viz Obr. 1(b)]. V tomto případě jsou tedy snímány přenesené vibrace, které jsou zpětnovazební informací regulačního procesu (skutečná hodnota přenesených vibrací). Požadavkem, je dosáhnout nulového zrychlení (požadovaná hodnota) tlumeného objektu. V důsledku regulačních procesů (implementovaných v řídicím systému) dochází k minimalizaci regulační odchylky, tedy k výraznému (v principu ne úplnému) potlačení přenosu vibrací.

Úspěch výše prezentovaných konvenčních přístupů aktivního tlumení přenosu vibrací je velmi závislý na vlastnostech užitých senzorů a aktuátorů. V roce 1985 použil Bailey v systému pro tlumení vibrací piezoelektrický aktuátor [7]. Důvodem rapidního vzrůstu zájmu o piezoelektrické keramiky a polymery byla možnost konstruovat levné a jednoduché elektroakustické a elektromechanické měniče, které se vyznačovaly vysokou citlivostí, přesností, rychlou odezvou apod. [8], [9], [10], [11]. Rychlý rozvoj piezoelektrických materiálů, který byl doprovázen vývojem digitální elektroniky, umožnil realizaci aktivních systémů pro potlačování přenosu vibrací. Během posledních více než tří desetiletí bylo publikováno mnoho prací. Většina z nich je založena na aktivním tlumení vibrací, kdy přenos vstupních vibrací je potlačován deformací elektromechanického aktuátoru. Mechanická energie spotřebovaná na realizaci posunutí elektromechanického aktuátoru je čerpána skrz aktivní řídicí obvod z externího elektrického zdroje. Dalším společným jmenovatelem je fakt, že tyto metody pracují s aktuátorem a senzorem nezávisle. Jako příklad můžeme uvést publikace, kde je jako aktuátor použit piezoelektrický aktuátor a jako senzor buďto akcelerometr [12], [13], [7], [14] nebo druhý piezoelektrický element [15], [16], [17], [18] případně vibrometr [19]. Tyto metody jsou velmi účinné pro potlačování přenosu vibrací nízkých frekvencí. Na druhou stranu mají řadu nevýhod, které jsou shrnuty v následující části.

2.1.1 Nevýhody konvenčních aktivních metod

Na Obr. 1 vidíme dva základní přístupy řízení, kterých je využíváno v konvenčních metodách potlačování přenosu vibrací. U zpětnovazebního řízení jsou snímány přenesené vibrace přímo na izolovaném objektu [viz Obr. 1(b)]. Nevýhodou tohoto zpětnovazebního řízení je fakt, že spolu s úplným potlačením vibrací dochází zároveň ke ztrátě řídicího (užitečného) signálu. Účinnost potlačení přenosu vibrací je závislá na omezené citlivosti snímače přenesených vibrací. V každém případě, v principu nelze dosáhnout úplného potlačení přenosu vibrací. V tomto smyslu se jako výhodnější jeví řízení s dopřednou vazbou [viz Obr. 1(a)], neboť v případě tohoto řízení je snímán nenulový signál vstupních vibrací i v případě, kdy je tlumený objekt v absolutním klidu. V principu je tedy možné úplné potlačení přenosu vibrací, které se do kontrolovaného

místa šíří strukturou od známého (primárního) zdroje, pro který je metoda (vhodným umístěním snímače na vibrující strukturu) optimalizována. Na druhou stranu, nevýhodou dopředné vazby řízení je neschopnost potlačovat přenos vibrací, které se do kontrolovaného místa šíří od neznámého (sekundárního) zdroje vibrací. Tento sekundární zdroj představuje v uvažovaném regulačním obvodu poruchu, jejíž dopady v principu nelze dopřednou vazbou eliminovat. V tomto smyslu je naopak výhodnější zpětnovazební řízení (reaguje na poruchy), kterým lze efektivně potlačit i vibrace šířící se z neznámých (sekundárních) zdrojů.

V případě obou přístupů konvenčních aktivních metod potlačování přenosu vibrací má řídicí obvod úlohu ze známého signálu ze senzoru vibrací v reálném čase generovat budicí signál pro aktuátory, jejichž cílem je vytvořit destruktivní interferenci a příchozí vibrace zcela eliminovat. Tato úloha vyžaduje použití mikroprocesorů, A/D a D/A převodníků, anti-aliasingových filtrů, filtrů pro rekonstrukci signálu, zesilovačů a samozřejmě zdroje energie. Z toho vyplývá určitá **energetická náročnost** metody a nutnost užití **robustní elektroniky**.

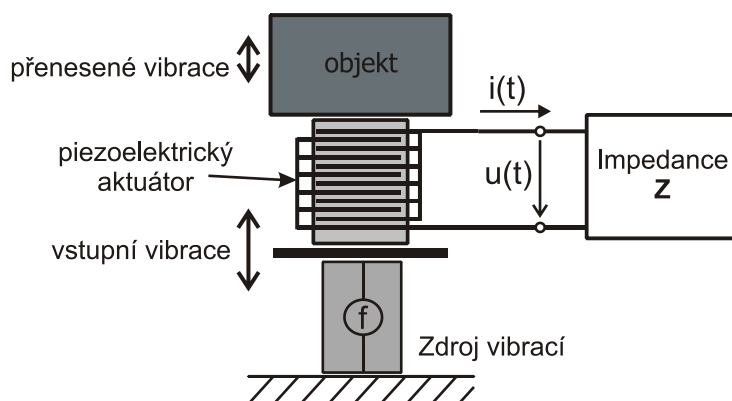
Jak je zmíněno výše, konvenční aktivní metody vyžadují nezávislé použití aktuátoru odděleného od senzoru. Aktivní potlačování přenosu vibrací v určitém místě struktury je efektivnější, pokud jsou vibrace snímány ve stejném místě, jako je umístěn aktuátor [20], [21]. Aplikačně přitom často není možné umístit aktuátor i senzor do jednoho bodu. Mluvíme potom o tzv. nekolokovaném páru senzor-aktuátor. V důsledku tohoto uspořádání se v systému uplatňuje vazba senzor-aktuátor. Protože se vlna šíří prostředím konečnou rychlostí, vzniká fázový posun mezi vibracemi snímanými v místě senzoru a vibracemi v místě aktuátoru. Toto časové zpoždění může způsobit nejen snížení účinnosti potlačení přenosu vibrací, ale může také vyvolat nestabilitu v uzavřené smyčce řízení [22], [23]. Problémem je proto nutná optimalizace rozmístění aktuátorů a senzorů za účelem minimalizace vlivu **vazby senzor-aktuátor**, která způsobuje **nestabilitu systému** zejména při vyšších frekvencích [18]. Z tohoto důvodu představuje realizace aktivního systému potlačujícího přenos vibrací o vysokých frekvencí poměrně náročný technický problém. Každá aplikace přitom téměř vždy klade nějaká omezení na rozmístění aktuátorů a senzorů. Proto také neexistuje univerzální jednoduchá metoda řízení a každá aplikace vyžaduje specifický návrh elektroniky, implementaci robustních řídicích algoritmů a zpracování signálů. Je publikována řada prací, které shrnují a diskutují problémy konvenčních aktivních systémů potlačujících vibrace a hluk a nabízí řešení dílčích problémů [24], [22], [18], [25]. Díky neustálému vývoji a zrychlování číslicové výpočetní techniky dnes výpočetní kapacita splňuje vysoké požadavky konvenčních aktivních metod. Na druhou stranu navrhovaná opatření vyžadují použití dalších zesilovačů, filtrů, převodníků, mikroprocesorů, nebo FPGA obvodů, které

spotřebují další energii. Obecně řečeno, vývoj konvenčních aktivních metod ve smyslu zlepšování vlastností, zvyšování účinnosti a zvyšování stability jde ruku v ruce s jejich **rostoucí složitostí, zvyšující se cenou a spotřebou elektrické energie**.

Tyto prezentované nevýhody konvenčních aktivních metod jsou motivací pro výzkum a vývoj alternativních metod pro tlumení přenosu vibrací, jako je například metoda PSD.

2.2 Metody založené na principu Piezoelectric Shunt Damping

Vedle konvenčních systémů, které využívají zvlášť jeden elektroakustický měnič jako snímač a druhý jako aktuátor rozeznáváme tzv. self-sensing systémy, tj. systémy, které využívají jediný elektroakustický měnič jako senzor i aktuátor současně. Touto vlastností se vyznačují všechny systémy, které pracují na bázi PSD metod. Princip PSD metod je založen na snížení mechanického výkonu vibrací procházejících piezoelektrickým převodníkem pomocí konverze části mechanické energie na energii elektrickou a její následnou disipaci na pasivních impedancích v připojeném elektrickém bočníku. Princip činnosti je zřejmý z Obr. 2.



Obr. 2. Základní princip metody PSD v systému pro potlačení přenosu vibrací. Piezoelektrický aktuátor je implementován do systému, kde je vystaven do přenosové cesty vstupním vibracím. Piezoelektrický aktuátor zde plní úlohu rozhraní mezi systémem a paralelně připojeným obvodem.

Tento alternativní přístup publikovali ve své práci Forward a Swigert [31], [27]. Do vibrující struktury byl implementován piezoelektrický elektromechanický měnič. Tento piezoelektrický aktuátor představoval rozhraní, které umožňovalo interakce mezi mechanickou strukturou a pasivním elektrickým obvodem (rezistor), ke kterému byl paralelně připojen. V tomto uspořádání dochází k částečné transformaci mechanické energie vibrací na elektrickou energii, která je mařena (v teplo) v připojeném rezistoru.

Princip, na kterém je dosaženo tlumicího efektu, je analogický s pasivními mechanickými metodami tlumení přenosu vibrací.

Existuje celá řada modifikací metody PSD, které jsou založeny na tomto principu, kdy jediný piezoelektrický element zprostředkovává elektromechanické interakce mechanické struktury s aktivním nebo pasivním elektrickým obvodem. Jejich přehled je předmětem části 2.3.

2.2.1 Výhody PSD metod

Hlavní výhody metody PSD ve srovnání s konvenčními aktivními metodami potlačování přenosu vibrací (viz část 2.1.1) spočívají v jednoduchosti a energetické nenáročnosti. Piezoelektrický elektromechanický měnič s paralelně připojeným elektrickým obvodem můžeme chápat jako systém, u kterého je řízeno napětí na piezoelektrickém měniči v závislosti na působící okamžité síle. Tohoto řízení lze dosáhnout díky současnému využití piezoelektrického elektromechanického měniče v režimu snímače a aktuátoru. Jinými slovy, je zde využíváno přímého a nepřímého piezoelektrického jevu současně. Pokud metoda využívá jediného měniče, potom probíhá senzorická i aktuační činnost v jediném bodě, čímž nevzniká žádný prostor pro zdroje komplikací typu dopravního zpoždění, vazby senzor-aktuátor, absence řídicího signálu při úplném potlačení vibrací a podobně, které jsou typické pro konvenční systémy.

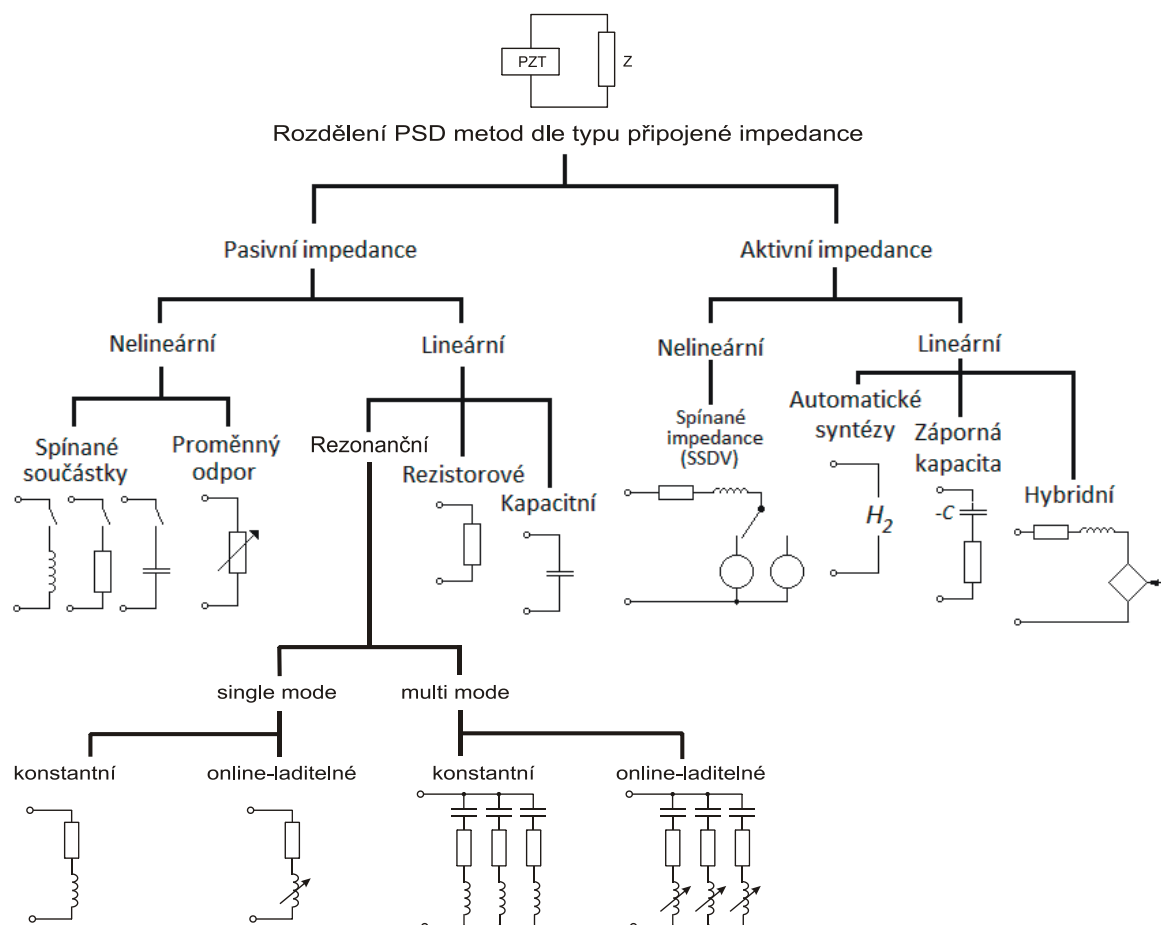
Systémy založené na principu PSD metod jsou jednoduché z hlediska řízení, případně nevyžadují žádný druh řízení, nejsou energeticky náročné, jsou účinné, využívají jednoduchých a levných analogových obvodů, které po připojení k piezoelektrickému měniči mají výrazný vliv na šíření přenosu vibrací skrz systém. Hlavní výhody těchto metod lze shrnout následujícím způsobem. Metody PSD umožňují realizovat konstrukčně **jednoduché, kompaktní a účinné** systémy potlačující přenos vibrací, při **žádných nebo malých nárocích na externí zdroje energie**.

2.3 Rozdělení PSD metod dle typu připojené impedance

Problematika je natolik obšírná, že podrobná rešerše by přesáhla rámec této disertační práce. Přesto je obsahem této části alespoň stručný přehled PSD metod. Přehledný souhrn a rozdělení hlavních typů metody (do roku 2005) můžeme nalézt v článku Mohiemaniho [28] a v disertační práci Niederbergera [29]. Další podrobnosti lze nalézt v knize „Piezoelectric transducers for vibration control and damping“ [4]. Další rešeršní práci publikovali v roce 2012 Wang a Inman. V této práci jsou představeny

jednotlivé přístupy metody (přehledně členěné na ryze-pasivní, semi-pasivní, semi-aktivní a aktivní) a jejich vývoj během posledních let [30].

Dle základního dělení lze u PSD metod charakterizovat paralelně připojované impedance na aktivní a pasivní, jak můžeme vidět na Obr. 3.



Obr. 3. Rozdělení PSD metod dle typu připojené impedance (čerpáno z [29]).

2.3.1 Pasivní PSD metody

Pokud je bočník piezoelektrického měniče tvořen pasivním obvodem (impedancí), jedná se o pasivní PSD metody. V literatuře se setkáváme s dalším dělením na ryze-pasivní (*purely-passive*) a semi-pasivní (*semi-passive*). Ryze-pasivní metody se vyznačují tím, že nevyžadují zdroj napájení a připojené impedance nedodávají do systému energii. U semi-pasivních metod rovněž platí, že paralelně připojený obvod nedodává žádnou energii do systému, ovšem metoda vyžaduje pro svou funkci externí zdroj energie (pro spínání impedancí, případně adaptivní přeladování pasivního obvodu apod.). Nespornou výhodou je zaručená stabilita celého systému a minimální, nebo žádné nároky na napájení. Pasivní PSD metody jsou v principu rozdělovány na lineární (platí pro ně princip superpozice) a nelineární (neplatí pro ně princip superpozice).

Následující text prezentuje některé pasivní **lineární** impedance, kterých bylo v minulosti užito v PSD metodách.

Paralelní připojení rezistoru – Resistive shunts

Nejjednodušším příkladem ryze-pasivní impedance je rezistor. Experiment připojení rezistoru k piezoelektrickému aktuátoru realizovali Hagood a von Flotow [3]. Tímto jednoduchým a levným způsobem lze snadno dosáhnout mírného potlačení přenosu vibrací, bez potřeby zdroje energie. Nevýhodou je však velmi malá, v některých aplikacích zanedbatelná účinnost potlačení přenosu vibrací.

Paralelní připojení kondenzátoru – Capacitive shunts

Paralelním připojením piezoelektrického aktuátoru ke svorkám kondenzátoru dochází k mírnému snížení jeho efektivní tuhosti. Tímto způsobem lze například požadovaným způsobem ovlivnit rezonanční frekvenci systému, do kterého je piezoelektrický měnič implementován. Tento přístup však není příliš vhodný pro tlumení přenosu vibrací, právě z důvodu malé účinnosti, což je pro ryze-pasivní metody typické.

Paralelní připojení rezonančního obvodu – Resonant shunts

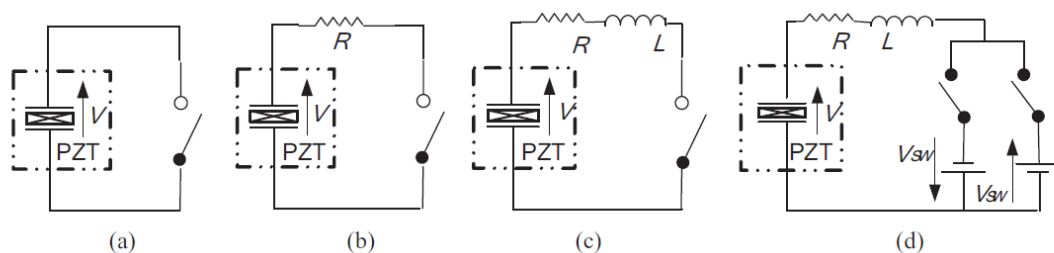
Připojením rezonančního obvodu k piezoelektrickému aktuátoru dochází k elektromechanické vazbě mezi mechanickým stavem aktuátoru a elektrickým stavem rezonančního obvodu. Pokud je rezonanční frekvence elektrického obvodu vhodně nastavena na některou z modálních frekvencí struktury, ve které je piezoelektrický aktuátor implementován, dochází k výraznému potlačení přenosu vibrací odpovídajícího módu [31], [32], [28], [33]. Pasivní lineární rezonanční PSD metody se dále dělí na *single mode* (tlumí pouze jeden strukturální mód) a *multi mode* (tlumí více strukturálních módů pomocí jednoho aktuátoru). Jako příklad potlačování jednoho módu lze uvést paralelní připojení impedance, která je tvořena paralelní [34] nebo sériovou [3] R-L kombinací. Výhodou tohoto přístupu je možnost efektivního potlačení jednoho, nebo několika strukturálních módů bez potřeby externího zdroje napájení. Tyto metody jsou charakterizovány jako ryze-pasivní (nedodávají do systému energii a zároveň nevyžadují zdroj napájení). Nevýhodou je jejich velká citlivost na změny kapacity piezoelektrického měniče a změny strukturálních rezonančních frekvencí. Tyto nevýhody lze korigovat pomocí adaptivních metod, kterými je na základě implementovaných řídicích algoritmů rezonanční obvod optimálně „online“ přeladován [35]. Tento přístup lze charakterizovat jako semi-pasivní (pasivní obvod nedodává do systému energii, ale metoda vyžaduje zdroj napájení).

Obecně lze k ryze pasivním metodám říci, že k jejich výhodám patří zaručená stabilita systému a fakt, že pracují bez externího zdroje energie. Naproti tomu stojí ovšem řada nevýhod, jako je malá účinnost tlumení přenosu vibrací a jejich nepraktičnost, zejména pokud je vyžadováno tlumení větších amplitud vibrací, pokud je vyžadováno více-modální širokopásmové tlumení, pokud není známo frekvenční složení vstupních vibrací, nebo pokud jsou rezonanční frekvence struktury nízké. U lineárních rezonančních obvodů (resonant shunts) vychází pro nízkofrekvenční strukturální módy optimální hodnoty indukčností příliš vysoké, což je v praxi z důvodů velkých rozměrů a hmotností velmi nepraktické. Tento fakt byl motivací pro návrh nelineárního přístupu k potlačování přenosu vibrací s využitím spínačů a celé řady řídicích algoritmů spínání.

Další text stručně prezentuje pasivní **nelineární** PSD metody. Tento přístup je založen zejména na spínaných impedancích, tj. na synchronizovaném spínání pasivního obvodu k piezoelektrickému aktuátoru. V principu lze tyto metody charakterizovat jako semi-pasivní.

Spínané impedance – Switching shunts

Na Obr. 4 můžeme vidět čtyři nejčastěji používané konfigurace: (a) state switch: dle řídicího algoritmu dochází k přepínání piezoelektrického aktuátoru mezi stavy naprázdno a nakrátko; (b) synchronizované spínání (SSD - synchronized switch **d**amping) odporové impedance (SSDS); (c) synchronizované spínání induktivní impedance (SSDI); (d) Synchronizované spínání aktivní impedance (SSDV) – protože využívá zdroje napětí, patří do kategorie aktivního tlumení (viz část 2.3.2). V případě SSDI je, ve srovnání s lineárními rezonančními obvody, vyžadována velmi malá indukčnost pro potlačení strukturálního módu o stejné frekvenci.



Obr. 4. Principy nelineárního semi-pasivního tlumení přenosu vibrací pomocí tzv. Switching shunt: state switch (a), SSDS (b), SSDI (c) a princip nelineárního aktivního tlumení přenosu vibrací: SSDV(d) - (převzato z [30]).

Porovnání tlumicího efektu metody *state switch* s ryze pasivním *resistive shunts* publikoval Clark [36]. V této publikaci také můžeme nalézt realizaci metody SSDS [viz Obr. 4(b)] včetně návrhu řídicího algoritmu spínání. Později publikovali Corr a Clark [37]

porovnání vlastností metody *state switch* [viz Obr. 4(a)] a metody SSDI [viz Obr. 4(c)] oproti tradičnímu pasivnímu laděnému rezonančnímu obvodu. Numerické i experimentální výsledky shodně ukázaly, že SSDI a *resonant shunts* jsou výkonnější, než *state switch* technologie. Bylo těžké usoudit, který z přístupů měl lepší tlumicí vlastnosti (v obou případech byl potlačen jeden mód vibrací cca o 10dB), ovšem fakt, že SSDI metoda využívala cívku o indukčnosti 500mH oproti klasické rezonanční pasivní metodě, která využívala cívku o indukčnosti 10,5H, hovoří jasně ve prospěch metody SSDI. Později prezentovali Corr a Clark multi-modální SSDI metodu, kde prezentovali potlačení jednoho modu vibrací o 11 dB, nebo současné potlačení více módů o 7 dB [38]. Princip metody SSDI spočívá v krátkém připojení piezoelektrického aktuátoru k cívce v okamžiku, kdy se mechanické posunutí tohoto aktuátoru nachází právě v maximu, nebo minimu [39]. Doba trvání rozpojeného a sepnutého stavu je rovněž významným parametrem a je proto optimalizována [40]. Tyto metody vyžadují pouze minimální energii, která je nezbytná pro spínací obvody. Trendem poslední doby je výzkum a vývoj tzv. *self powered* systémů, napájených z části energie potlačovaných vibrací. Cílem těchto systémů je část energie vibrací ukládat ve formě náboje (power harvesting) a získanou energii použít pro spínací obvody optimalizované pro minimální spotřebu [30], [41].

2.3.2 Aktivní PSD metody

Aktivními PSD metodami jsou nazývány takové metody, u nichž paralelně připojené obvody (impedance) dodávají energii do systému. V případě aktivních metod není zaručena stabilita systému a zpravidla je vyžadován externí zdroj energie. Toto jsou nevýhody, ve srovnání s pasivními metodami. Na druhou stranu, aktivní přístup nabízí větší účinnost potlačování přenosu vibrací a umožňuje realizaci elektrických obvodů, jako je například obvod se zápornou kapacitou, který umožňuje řízení elastických vlastností piezoelektrického aktuátoru v širokém frekvenčním pásmu. Aktivní PSD metody lze dle základního dělení rozčlenit na lineární a nelineární. Následující text stručně prezentuje aktivní **lineární** metody.

Záporná kapacita – Negative capacitor

Jedno z možných použití je následující: aktivní obvody se zápornou kapacitou lze použít analogicky s pasivními PSD metodami. Mechanická energie je piezoelektrickým měničem převedena na elektrickou energii. Aktivní obvod se zápornou kapacitou kompenzuje reaktanci piezoelektrického aktuátoru [42], [43] a zprostředkuje efektivnější disipaci energie do pasivního elektrického bočníku, než k jakému dochází u ryze pasivních *Resistive shunts* metod. Tento způsob využití záporné kapacity lze proto zařadit

spíše do kategorie semi-pasivních metod, je zde zmíněn pouze okrajově a není předmětem zájmu této disertační práce.

Alternativní přístup představil Date a spol. [5], který demonstroval, že paralelním připojením piezoelektrického aktuátoru k záporně kapacitní impedanci lze velmi efektivně ovlivňovat efektivní tuhost tohoto aktuátoru, teoreticky v rozsahu nula až nekonečno, v širokém frekvenčním rozsahu. Tato metoda umožňuje návrh systémů pro potlačení přenosu vibrací a hluku.

Pokud je aktuátor vložen mezi vibrující strukturou a objektem, který má být od vibrací izolován, rezonanční frekvence a přenos vibrací přes systém pružina-hmota závisí na tuhosti aktuátoru a hmotnosti objektu. V důsledku zmenšení konstanty tuhosti dojde ke snížení rezonanční frekvence systému a k potlačení přenosu vibrací ve frekvenčním pásmu nad rezonancí. Fyzikální podstata dosažení tlumicího efektu je tedy u této metody v principu shodná s mechanickými pasivními metodami (systém pružina-tlumič). Optimálním nastavením obvodu se zápornou kapacitou lze však dosáhnout teoreticky nulové tuhosti aktuátoru. Tento nekonečně měkký element (v určité frekvenční oblasti frekvencí větších než 0 Hz), vložený mezi vibrující strukturu a tlumenou hmotu, se chová jako rozhraní potlačující přenos vibrací. Rezananční frekvence takto ovlivněného systému se blíží nule.

První aplikace potlačování hluku a vibrací pomocí této metody prezentovali Okubo [44] a Kodama [45]. Další práce, které se zabývaly tímto jednoduchým přístupem [46], [47], [48], [49], [50] prokázaly velký potenciál této semi-aktivní metody, který spočívá (i) v jednoduchosti systémů pro tlumení vibrací, jež se skládá z jediného piezoelektrického (self-sensing) aktuátoru s paralelně připojeným aktivním elektrickým obvodem, (ii) v realizaci aktivního elektrického obvodu, jehož hlavním prvkem je jediný lineární operační zesilovač, což umožňuje snížení spotřeby energie, (iii) v šířce frekvenčního pásma (10 Hz až 100 kHz), ve kterém je systém schopen efektivně potlačovat vibrace. Metoda je přitom velmi afektivní (běžně lze dosáhnout potlačení přenosu vibrací o 40 dB) a není náročná na spotřebu energie, jak publikovali Václavík a Mokry [51]. Na druhou stranu, limitujícím faktorem této metody je fakt, že k efektivnímu potlačení přenosu vibrací dochází tehdy, když se obvod realizující zápornou kapacitu nachází právě na mezi stability, jak publikovali Date [5], nebo Sluka [21]. Později byly různé PSD metody porovnány z hlediska stability v práci Preumonta a spol. [52]. Dalším limitujícím faktorem je velká citlivost účinnosti potlačování přenosu vibrací na přesnosti nastavení obvodu se zápornou kapacitou. Tato citlivost je způsobena především citlivostí kapacity piezoelektrického měniče na okolních podmínkách, zejména na změny teploty. Částečné eliminace těchto nevýhod bylo dosaženo pomocí adaptivně řízeného obvodu se zápornou kapacitou [21], [53]. Tyto prezentované systémy však dosahovaly stabilního a

efektivního potlačení přenosu vibrací pouze ve velmi úzkém frekvenčním rozsahu, což je významná nevýhoda. Další vývoj těchto systémů potlačujících vibrace na bázi výše popsané metody je hlavním obsahem této disertační práce.

Řízené syntetické impedance

Libovolnou impedanci lze realizovat řízením proudu jako funkce napětí, nebo naopak, řízení napětí jako funkce proudu. Fleming a spol. prezentovali ve své práci systém potlačující druhý a třetí strukturální mód (druhý o 22 a třetí o 18 dB) pomocí piezoelektrického aktuátoru připojeného k syntetické impedanci [54]. Syntetická impedance se stávala z napětím řízeného zdroje proudu a digitálního signálového procesoru.

Nevýhodou tohoto přístupu ve srovnání s tlumením přenosu vibrací pomocí záporně kapacitní impedance je složitost těchto systémů (vyžadují signálové procesory, FPGA apod.). Záporná kapacita lze realizovat jednoduchým obvodem s operačním zesilovačem.

Nejrozšířenější **aktivní nelineární** metodou PSD potlačování přenosu vibrací je tzv. *Active switching shunt* metoda.

Spínaná aktivní impedance – Active switching shunts (SSDV)

Princip této metody je zřejmý z obrázku Obr. 4(d). Tento přístup představil Petit a spol. ve své práci, kde prezentovali připojení piezoelektrického obvodu do rezonančního obvodu, který je synchronizovaně přepínán mezi zdroji nízkého napětí [55]. Později byla publikována řada prací zabývajících se optimalizací spínacích algoritmů a zvyšováním účinnosti metody [56], [57], [58]. Výhodou metody je jednoduchost řízení a malá energetická náročnost.

2.4 Zhodnocení řešerše a stanovení cílů této disertační práce

Většina publikovaných prací v oblasti PSD metod pro tlumení přenosu vibrací, je zaměřena na *resonant shunts*, případně na SSD metody. Tyto metody v dnešní době mají své uplatnění v reálných aplikacích.

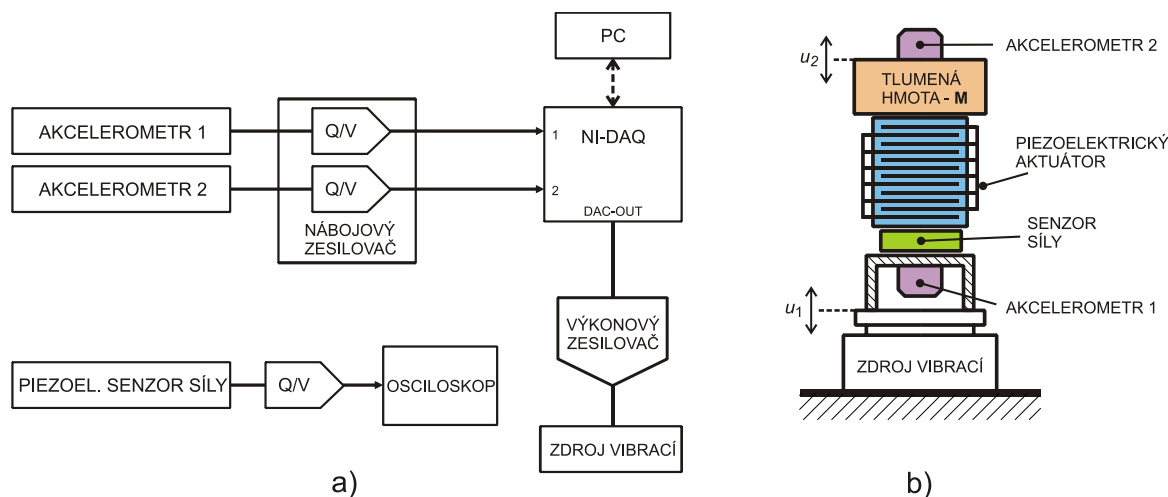
Vzhledem ke svému potenciálu hrají významnou roli na poli PSD metod obvody, které realizují impedanci záporné kapacity. Připojením těchto obvodů k piezoelektrickému aktuátoru lze dosáhnout teoreticky úplného potlačení přenosu vibrací, při minimálních napájecích nárocích. V principu se přitom jedná o velmi jednoduchý analogový obvod s operačním zesilovačem. Navzdory potenciálním

výhodám této PSD metody brání v současné době jejímu využití vysoká citlivost na měnící se okolní podmínky (zejména změny teploty) a současně vysoká citlivost na odchylky od optimálního nastavení obvodu. Kombinace uvedených vlastností je příčinou nestabilního potlačení přenosu vibrací těmito systémy, v důsledku i nepatrných změn prostředí. Reálné systémy naopak vyžadují robustnost a stálost v měnících se provozních podmínkách. V posledních letech představili Sluka a Mokřý adaptivní metodu řízení elastických vlastností, využívající těchto jednoduchých principů [21]. Tímto způsobem lze vyřešit problém stability a citlivosti pro jeden strukturální mód. Nevýhodou je, že trvalého, stabilního potlačení přenosu vibrací je dosaženo pouze na velmi úzkém frekvenčním pásmu (lze efektivně potlačit pouze přenos harmonických vibrací). Tato disertační práce si klade za cíl v tomto bodě navázat a modifikovat metodu tak, aby byla schopna potlačovat současně více harmonických složek vibrací (které nemusí být stacionární), v širokém frekvenčním rozsahu, včetně stochastických složek (šumu). Posunutím vývoje do tohoto bodu se výrazně zlepší vyhlídky aplikačního využití metody v reálných systémech.

Při vývoji tohoto přístupu pro potlačení přenosu vibrací je nutno zaměřit se na 1) studium vlivu změny elasticity aktuátoru na přenos vibrací 2) rozšíření frekvenčního pásma efektivně potlačovaných vibrací 3) realizaci adaptivního řízení elasticity aktuátoru pro potlačování vibrací výše popsaného charakteru (obecné vibrace) 4) další principy adaptivního řízení záporně kapacitní impedance.

3 Aparatura pro měření přenosu vibrací a přenesené síly

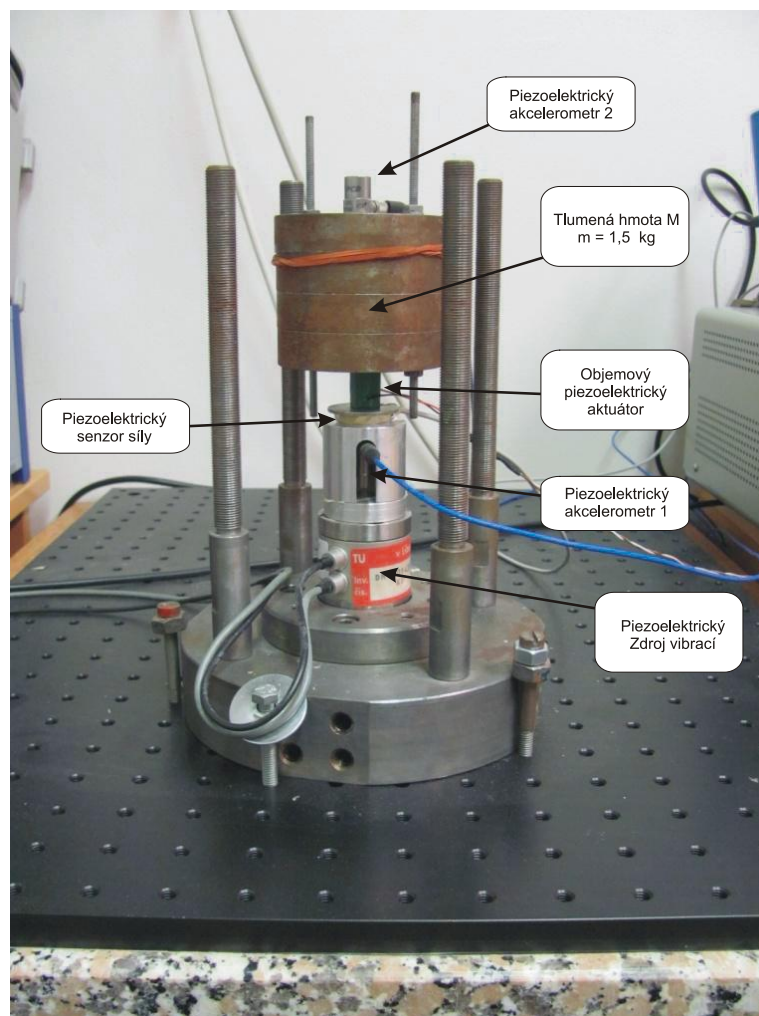
Pro vývoj metody a realizaci experimentů bylo potřeba navrhnout a realizovat aparaturu pro měření přenosu vibrací. Úkolem této kapitoly je seznámení se systémem, na kterém byla provedena většina experimentů, které jsou v této práci prezentovány. Jak je známo, při měření zrychlení pomocí akcelero­metrů musí být dodržena zásada, že hmotnost akcelero­metru musí být zanedbatelná vůči hmotnosti objektu, jehož zrychlení je měřeno. V některých modelových případech bylo žádoucí (vzhledem k robustnosti modelu a omezené tvrdosti zdroje vibrací) pro experimenty užít relativně malých hmotností tlumených objektů. Proto je součástí této kapitoly také vlastní vývoj a návrh ferroelektretových akcelero­metrů, které díky svým specifickým vlastnostem dosahují, ve srovnání s konvenčními piezoelektrickými akcelero­metry, vyšší citlivosti při nižší celkové hmotnosti snímače.



Obr. 5. Schémata měřicí aparatury: obrázek vpravo zobrazuje mechanické uspořádání aparatury pro měření přenosu vibrací, která se stává z piezoelektrického zdroje vibrací, senzoru přenesené síly, tlumicího elementu, tlumené hmoty a dvou piezoelektrických akcelero­metrů. Akcelero­metr 1 snímá vstupní vibrace u_1 a akcelero­metr 2 snímá přenesené vibrace u_2 (výchylku u získáváme dvojí integrací naměřených hodnot zrychlení a). Obrázek vlevo zobrazuje elektrické uspořádání. Prostřednictvím měřicí karty počítač měří signály z akcelero­metrů pro výpočet přenosu vibrací a současně generuje časový průběh vstupních vibrací, kterým je přes vysokonapěťový zesilovač buzen piezoelektrický zdroj vibrací.

3.1 Mechanická část systému pro měření přenosu vibrací

Na Obr. 5(b) vidíme schéma mechanické části systému pro měření přenosu vibrací. Realizace tohoto systému je zachycena na fotografii – viz Obr. 6.



Obr. 6. Fotografie přípravku pro měření přenosu vibrací a přenesených sil. Přípravek se skládá z piezoelektrického zdroje vibrací, piezoelektrického akcelerometru 1 (měří vstupní vibrace), piezoelektrického akcelerometru 2 (měří přenesené vibrace), piezoelektrického senzoru síly (tenká destička z PZT keramiky pro snímání přenesené síly), piezoelektrického objemového aktuátoru (skrz který jsou přenášeny síly a vibrace měřeny) a ze závaží o hmotnosti 1,5kg, na které dochází k přenosu vibrací.

Vibrace jsou generovány pomocí piezoelektrického zdroje vibrací. Přenosová cesta vibrací dále vede přes válcový přípravek s dutinou, k jehož spodní straně horní podstavy je připevněn piezoelektrický akcelerometr 1, jež snímá vstupní vibrace u_1 . Na horní stranu horní podstavy je připevněn piezoelektrický senzor síly vyrobený z piezoelektrické destičky z PZT keramiky. Piezoelektrický senzor síly umožňuje měření přenesené síly na závaží o hmotnosti 1,5 kg, na které jsou přenášeny vstupní vibrace skrz piezoelektrický objemový aktuátor (PZT keramika). Na závaží jsou přeneseny vibrace u_2 , které jsou snímány piezoelektrickým akcelerometrem 2 (výchylku u získáváme dvojnásobkem integrací naměřených hodnot zrychlení a). Přenos vibrací je definován jako poměr amplitud přenesených vibrací u_2 ku vstupním vibracím u_1 . Celý přípravek je přišroubován na pružně uložený antivibrační stůl, kterým zprostředkovává izolaci systému od vibrací podlahy laboratoře.

3.2 Měřicí řetězec

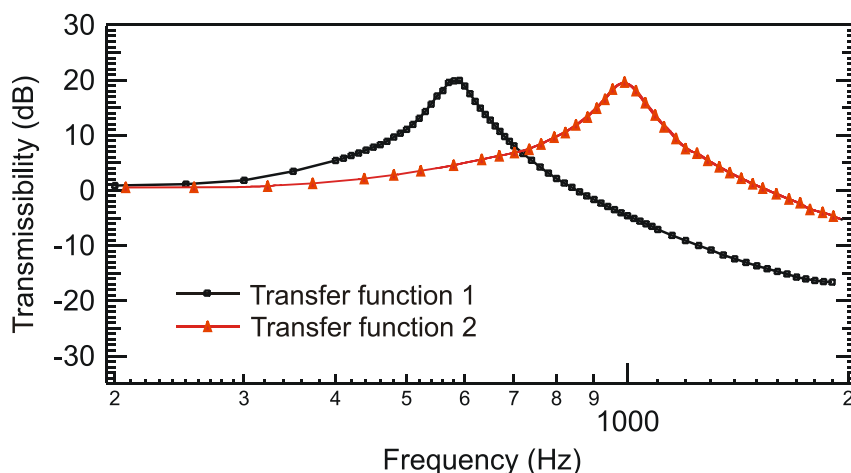
Na Obr. 5(a) vidíme blokové schéma měřicího řetězce pro měření přenosu vibrací a síly skrz piezoelektrický aktuátor (viz systém na Obr. 6). Pro měření okamžité hodnoty vstupních a přenesených vibrací jsou použity piezoelektrické akcelerometry PCB-352. Tyto akcelerometry mají rezonanční frekvenci 40 kHz, což zaručuje jejich plochou amplitudovou a fázovou přenosovou funkci, ve frekvenční oblasti našich experimentů. Signály z akcelerometrů jsou zesilovány ICP zesilovačem. Elektrické signály z akcelerometrů 1 a 2 jsou digitalizovány pomocí měřicí karty NI PCI-6221, National Instruments Corp., Austin, TX.

Úloha počítače je následující: 1) V prostředí Matlab je generován bílý šum, který je z analogového výstupu karty NI PCI-6221 přiveden přes vysokonapěťový zesilovač na piezoelektrický zdroj vibrací. 2) Z elektrických signálů naměřených pomocí akcelerometrů 1 a 2 je pomocí FFT vypočtena a zprůměrována frekvenční charakteristika vstupních a přenesených vibrací, z nichž je následně vypočtena přenosová funkce systému (viz Obr. 7).

Senzor síly byl realizován pomocí piezoelektrické destičky a nábojového zesilovače Kistler 5015A. Toto uspořádání vyžaduje kalibraci, která byla provedena pomocí systému, který vidíme na Obr. 5(b), ovšem bez piezoelektrického aktuátoru. Přenosová funkce piezoelektrického senzoru síly byla stanovena na základě hmotnosti objektu M a signálu z výstupu akcelerometru. Toto je jednoduchý a rychlý způsob, který umožňuje přesné měření síly až do vysokých frekvencí.

3.3 Přenosová funkce systému

Na Obr. 7 vidíme přenosové funkce, které byly změřeny na systému popsaném v části 3.1 pomocí měřicího řetězce popsaném v části 3.2. Mechanická sestava byla původně volně sestavena (jednotlivé prvky nebyly slepeny). Kvůli zlepšení opakovatelnosti experimentů byla v průběhu plnění zadání této práce aparatura slepena, čímž došlo ke zvětšení tuhosti spojů a ke zvýšení rezonanční frekvence systému. Z toho důvodu nejsou bohužel frekvenční charakteristiky systému s piezoelektrickým aktuátorem naprázdno, z hlediska rezonanční frekvence, na všech obrázcích konzistentní.

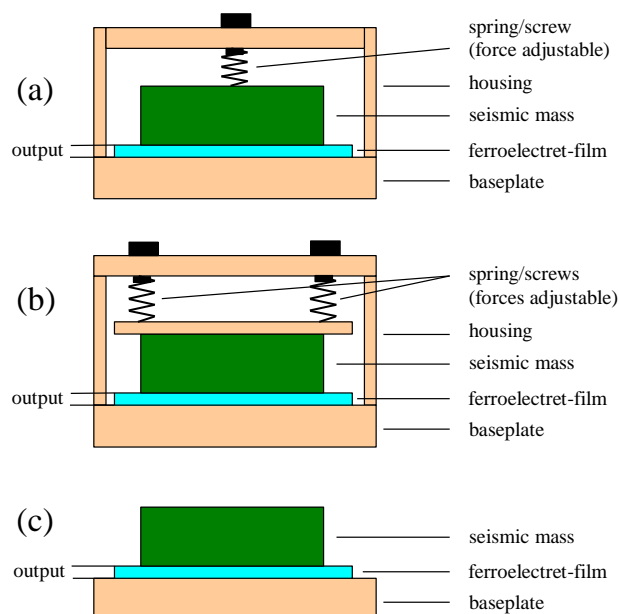


Obr. 7. Naměřená přenosová funkce systému před (černá čára) a po (červená čára) slepení aparatury tuhým lepidlem. Po slepení aparatury došlo v důsledku zvýšení tuhosti spojů ke zvýšení rezonanční frekvence.

3.4 Vývoj ferroelektretových akcelerometrů

Vlastní vývoj akcelerometrů [59], [60] probíhal v rámci zahraniční stáže pod vedením Prof. G. M. Sesslera na Institutu pro sdělovací techniku - TU Darmstadt v Německu. Pro realizaci akcelerometrů bylo užito ferroelektretů. Ferroelektrety, někdy také nazývané piezoelektrety, se stávají z tenké fólie z porézních polymerů, které jsou nabitý nábojem a následně oboustranně pokoveny. Ve srovnání s PZT keramikami a ostatními piezoelektrickými materiály mají přitom srovnatelný, nebo větší d_{33} koeficient, jsou flexibilní, velmi lehké, mají nízkou akustickou impedanci a při masové výrobě jsou levné. Tyto vlastnosti předurčují ferroelektrety k jejich využití k realizaci lehkých, tenkých, citlivých a levných elektroakustických senzorů a aktuátorů.

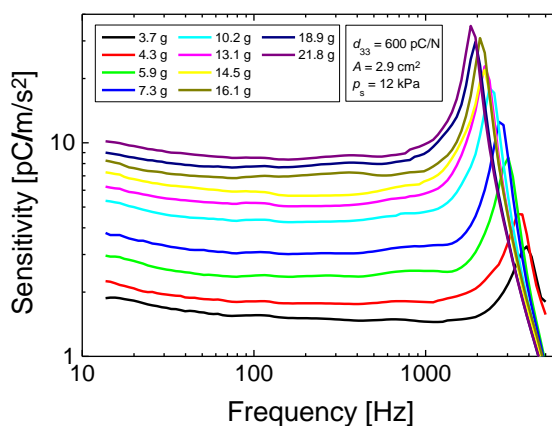
Na Obr. 8 můžeme vidět tři způsoby realizace ferroelektretového akcelerometru. Nejjednodušším způsobem je lepení [viz Obr. 8(c)]. Lepších výsledků však lze dosáhnout tehdy, když je seismická hmota k folii přitlačována přiměřenou silou. Za tím účelem je akcelerometr opatřen pružinou a stavěcím šroubem, kterým lze přitlačnou sílu nastavovat. V následujících podkapitolách je popsán vliv jednotlivých faktorů na výsledné vlastnosti akcelerometru. Citlivost a rezonanční frekvence akcelerometru je závislá zejména na hmotnosti seismické hmoty, na velikosti styčné plochy mezi seismickou hmotou a ferroelektretovou folií, na velikosti přitlačné síly působící na seismickou hmotu a na počtu vrstev ferroelektretové fólie. Tyto faktory byly různě variovány, čímž vznikla řada různých akcelerometrů s různými vlastnostmi, jejichž přenosové funkce jsou dále prezentovány.



Obr. 8. Tři různé návrhy ferroelektretových akcelerometrů: v prvním případě (a), pomocí jediného šroubu a pružiny lze nastavovat statický tlak, kterým působí seismická hmota na ferroelektretovou folii, ve druhém případě (b) je přitlačné síly dosaženo pomocí dvou šroubem předepínaných pružin, které na seismickou hmotu působí přes kovový plátek. V nejjednodušším případě (c) je seismická hmota přilepena k ferroelektretové folii, která je přilepena k podstavě snímače. (Převzato z [60])

3.4.1 Závislost citlivosti akcelerometru na seismické hmotě

Měření citlivosti bylo provedeno na akcelerometru se dvěma přitlačnými pružinami, který byl realizován dle obrázku Obr. 8(b). Vidíme zde přenosové funkce akcelerometru, kde parametrem je hmotnost seismické hmoty, která nabývá hodnot 3,7 až 21g. Plocha podstavy seismické hmoty byla $2,9\text{cm}^2$ a statický tlak byl pomocí pružin ve všech případech měření nastaven na hodnotu 12kPa .



Obr. 9. Frekvenční závislost ferroelektretového akcelerometru, parametrem je různá hmotnost seismické hmoty. Pro všechna měření byla použita stejná ferroelektretová folie, kvazistaticky byl změřen koeficient $d_{33}=600\text{ pC/N}$. (Převzato z [59])

Kombinací vztahu pro citlivost akcelerometru $S=Q/a$, vztahu pro sílu $F = m \cdot a$ dle druhého Newtonova zákona a z definice koeficientu $d_{33}=Q/F$ získáváme vztah

$$S = \frac{Q}{a} = d_{33} \cdot m_s, \quad (1)$$

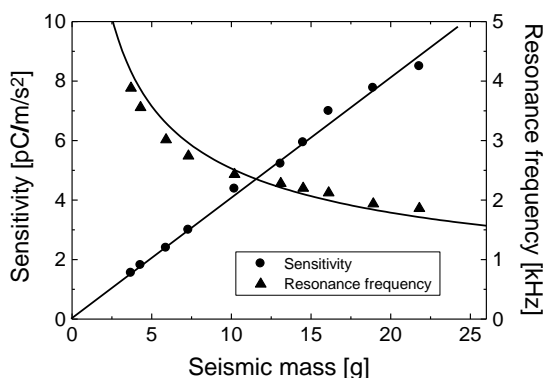
kde a je měřené zrychlení, Q je generovaný náboj a m_s je hmotnost seismické hmoty. Z tohoto vztahu je zřejmé, že citlivost akcelerometru S je lineárně závislá na velikosti d_{33} koeficientu a hmotnosti seismické hmoty.

Na akcelerometr lze nahlížet jako na systém pružina-hmota. Rezonanční frekvence akcelerometru $f_{res} = \omega_{res} / 2\pi$ je dána vztahem $\omega_{res} = \sqrt{k/m}$, kde k je tuhost ferroelektretové folie. Pro tuhost folie platí vztah $k = YS/l$, kde Y je Youngův modul pružnosti použitého materiálu (polypropylen), S je plocha na kterou působí deformační síla a l je tloušťka fólie. Pro rezonanční frekvenci akcelerometru můžeme napsat vztah

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{Y(p_s) \cdot S}{m_s \cdot l}}, \quad (2)$$

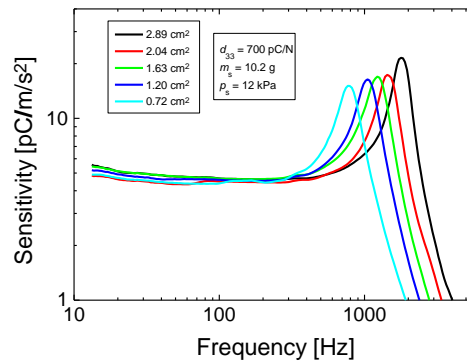
kde $Y(p_s)$ je Youngův modul pružnosti, který je závislý na velikosti působícího tlaku p_s , když $p_s > 20$ kPa (viz část 3.3.2).

Na Obr. 10 vidíme závislosti citlivosti a rezonanční frekvence na hmotnosti seismické hmoty. Plné čáry byly získány výpočtem z rovnic (1) a (2) a symboly jsou výsledkem experimentů a měření. Výsledky shodně ukazují, že citlivost akcelerometru lineárně roste s hmotností seismické hmoty a rezonanční frekvence klesá se čtvercem hmotnosti seismické hmoty.



Obr. 10. Citlivost (@ 100Hz) a rezonanční frekvence funkcí hmotnosti seismické hmoty. Odečteno z frekvenčních průběhů citlivosti akcelerometrů na Obr. 9 (symboly) a vypočteno z rovnic (1) a (2) (plná čára). (Převzato z [59])

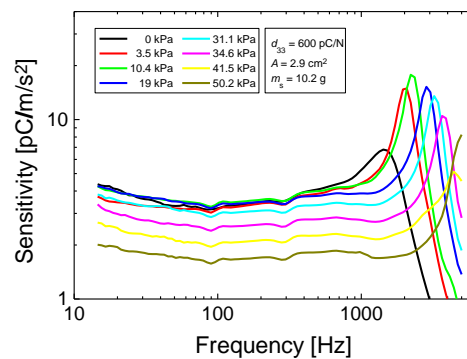
Následující obrázek - Obr. 11 zobrazuje výsledky experimentu, kdy byl udržován konstantní přitlačný tlak 12 kPa působící na seismickou hmotu o hmotnosti 10,2 g. Parametrem je zde styčná plocha mezi seismickou hmotou a ferroelektretovou folií. Výsledky ukazují, že s plochou roste rezonanční frekvence v souladu s rovnicí (2).



Obr. 11. Citlivost akcelerometru se seismickou hmotou o hmotnosti 10,2g. Parametrem je velikost styčné plochy seismické hmoty a ferroelektretové folie, která byla měněna v rozsahu 0,72 – 2,9 cm². Pro všechna měření byla použita stejná ferroelektretová folie, kvazistaticky byl změřen koeficient $d_{33} = 700$ pC/N. (Převzato z [60])

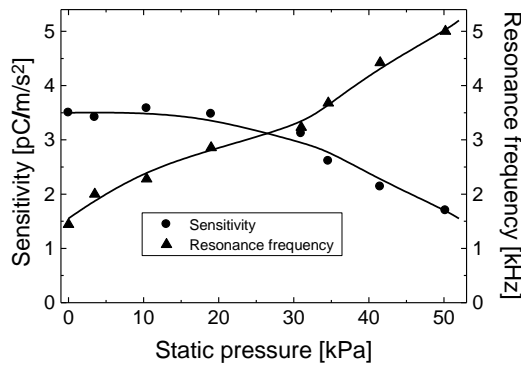
3.4.2 Závislost citlivosti akcelerometru na působení statického tlaku

Na Obr. 12 vidíme přenosové funkce akcelerometru, u kterého je variován přitlačný tlak působící na seismickou hmotu. Z výsledků je patrné, že se zvyšujícím se tlakem roste rezonanční frekvence akcelerometru. Až do určitého mezního tlaku (cca 20 kPa) dochází ke zvýšení rezonanční frekvence při konstantní citlivosti. Při překročení tohoto tlaku dochází spolu se zvyšující se rezonanční frekvencí k poklesu citlivosti, což je nežádoucí.



Obr. 12. Citlivost akcelerometru se seismickou hmotou o hmotnosti 10,2g. Parametrem je statický tlak působení seismické hmoty na ferroelektretovou folii, který byl měněn v rozsahu 0 – 50kPa. Pro všechna měření byla použita stejná ferroelektretová folie, kvazistaticky byl změřen koeficient $d_{33} = 600$ pC/N. (Převzato z [59])

První fáze, kdy s tlakem dochází ke zvyšování rezonanční frekvence při zachování konstantní citlivosti, bylo dosaženo na intervalu $0 \text{ kPa} < p_s < 20 \text{ kPa}$, jak můžeme vidět na Obr. 13. Tento jev lze vysvětlit tím, že ferroelektretová fólie, ani seismická hmota nejsou na povrchu dokonale hladké a styčná plocha mezi nimi proto není při nulovém přitlačném tlaku rovna ploše podstavy seismické hmoty. Při nárůstu tlaku dochází ke zvětšování styčné plochy a současně ke zvýšení rezonanční frekvence (viz Obr. 11). Ve druhé fázi, dochází k dalšímu zvyšování rezonanční frekvence, které je doprovázeno poklesem citlivosti. Tento jev lze vysvětlit nelineární závislostí Youngova modulu pružnosti ferroelektretové fólie na působícím statickém tlaku. Při vystavení fólie vyššímu tlaku dochází ke zvýšení Youngova modulu pružnosti, který vede ke zvýšení rezonanční frekvence a ke snížení d_{33} koeficientu ferroelektretové fólie [61]



Obr. 13. Citlivost (@ 200Hz) a rezonanční frekvence funkcí působícího statického tlaku. Odečteno z frekvenčních průběhů citlivosti akcelerometrů na Obr. 12 (Převzato z [59])

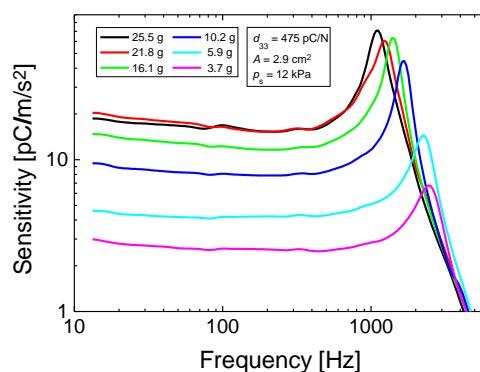
3.4.3 Vícevrstvé akcelerometry

Citlivost akcelerometru lze zvýšit vícenásobným zvrstvením ferroelektretové fólie. Připevníme-li seismickou hmotu na takto zvrstvenou folii a snímač vystavíme zrychlení, síla působí na všechny vrstvy. Proto je generován, ve srovnání s jednovrstvou fólií, n – krát větší náboj (kde n je počet vrstev). Naproti tomu zvrstvením ferroelektretové folie dojde k navýšení celkové tloušťky a současně snížení tuhosti získaného piezoelektretového elementu, což vede ke snížení rezonanční frekvence akcelerometru. Pro vícevrstvý akcelerometr můžeme rovnice (1) a (2) přepsat následujícím způsobem:

$$S = \frac{Q}{a} = n \cdot d_{33} \cdot m_s, \quad (3)$$

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{Y(p_s) \cdot S}{m_s \cdot n \cdot l}} \quad (4)$$

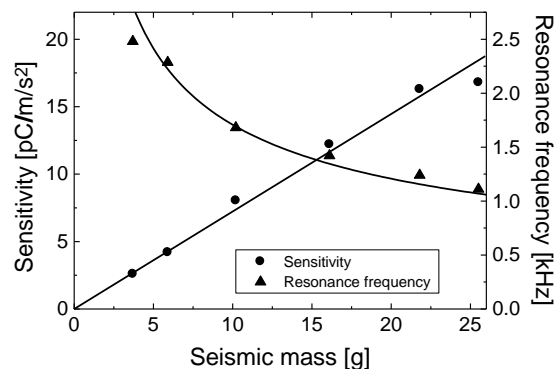
Na obrázku Obr. 14 vidíme měření citlivosti akcelerometru se dvěma vrstvami ferroelektretové folie. Opět byl realizován návrh akcelerometru se dvěma přitlačnými pružinami (viz Obr. 8). Plocha podstavy seismické hmoty a přitlačný statický tlak byly pro všechna měření udržovány na konstantní hodnotě, parametrem je hmotnost seismické hmoty. Výsledky jsou velmi podobné jako v případě měření citlivosti akcelerometru s jednou vrstvou ferroelektretové fólie, s tím rozdílem, že shodné citlivosti a rezonanční frekvence je dosaženo při nižší hmotnosti seismické hmoty, což umožňuje konstrukci akcelerometru o nižší celkové hmotnosti.



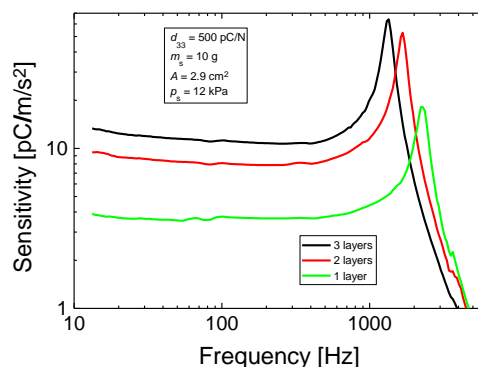
Obr. 14. Frekvenční závislost ferroelektretového dvou-vrstvého akcelerometru, parametrem je různá hmotnost seismické hmoty. Pro všechna měření byla použita stejná ferroelektretová folie, kvazistaticky byl změřen koeficient $d_{33}=475$ pC/N. Statický tlak byl pro všechna měření nastaven shodný (12 kPa). (Převzato z [59])

Na Obr. 15 vidíme hodnoty citlivosti a rezonanční frekvence v závislosti na zvolené hmotnosti seismické hmoty. Citlivosti byly odečteny z grafů na Obr. 14 při frekvenci $f = 100$ Hz (symbol-kolečka). Stejně tak byly z grafů odečteny rezonanční frekvence (symbol-trojúhelníky). Pro porovnání zde vidíme také plné čáry, které jsou výsledkem výpočtu z rovnic (3) a (4). Ve výpočtu citlivosti byla dosazena hodnota d_{33} koeficientu 475 pC/N. Tato hodnota citlivosti použité ferroelektretové fólie byla změřena před konstrukcí akcelerometru. Ve výpočtu rezonanční frekvence byla dosazena hodnota Youngova modulu pružnosti 0,48 MPa. Vypočtená a naměřená data jsou odpovídající.

Na Obr. 16 vidíme výsledky následujícího experimentu: byl zkonstruován akcelerometr se třemi vrstvami ferroelektretové fólie a byla změřena frekvenční charakteristika citlivosti akcelerometru (černá křivka). Následně byla jedna vrstva fólie odstřižena, čímž vzniknul akcelerometr se dvěma vrstvami fólie a měření bylo opakováno (červená křivka). Stejný postup byl opakován a byla změřena citlivost akcelerometru s jednou vrstvou ferroelektretové fólie (zelená křivka). Tento experiment umožňuje zkoumat vliv počtu vrstev fólie na citlivost a rezonanční frekvenci akcelerometru s vyloučením vlivu všech ostatních parametrů.



Obr. 15. Citlivost (@ 100Hz) a rezonanční frekvence funkcí hmotnosti seismické hmoty. Odečteno z frekvenčních průběhů citlivosti akcelerometrů na Obr. 14 (symboly) a vypočteno z rovnic (3) a (4) (plné čáry). (Převzato z [60])



Obr. 16. Citlivost akcelerometru s jednou, dvěma a třemi vrstvami ferroelektretové fólie ($d_{33}=500$ pC/N). Ve všech třech případech byla použita seismická hmota o hmotnosti 10 g a byl nastaven statický tlak 12kPa. (Převzato z [59])

3.4.4 Zhodnocení

Akcelerometry na bázi ferroelektretů jsou lehké a levné. Obecně je u akcelerometrů žádoucí dosáhnout co největší citlivosti a co nejširšího frekvenčního pásma, tj. co nejvyšší rezonanční frekvence. Citlivost a rezonanční frekvence závisí na d_{33} -koeficientu, na Youngově modulu pružnosti a počtu vrstev ferroelektretové fólie, na hmotnosti seismické hmoty, na styčné ploše seismické hmoty a ferroelektretové fólie a v neposlední řadě na statickém tlaku, kterým působí podstava seismické hmoty na povrch ferroelektretové fólie. Kombinací těchto faktorů lze konstruovat akcelerometry požadovaných vlastností. Nevýhodou je poměrně nízká rezonanční frekvence ve srovnání s tvrdými PZT keramikami. Naopak výhodou je vysoká citlivost při malých rozměrech a hmotnosti snímače.

4 Semiaktivní metoda tlumení přenosu vibrací pomocí piezoelektrického aktuátoru

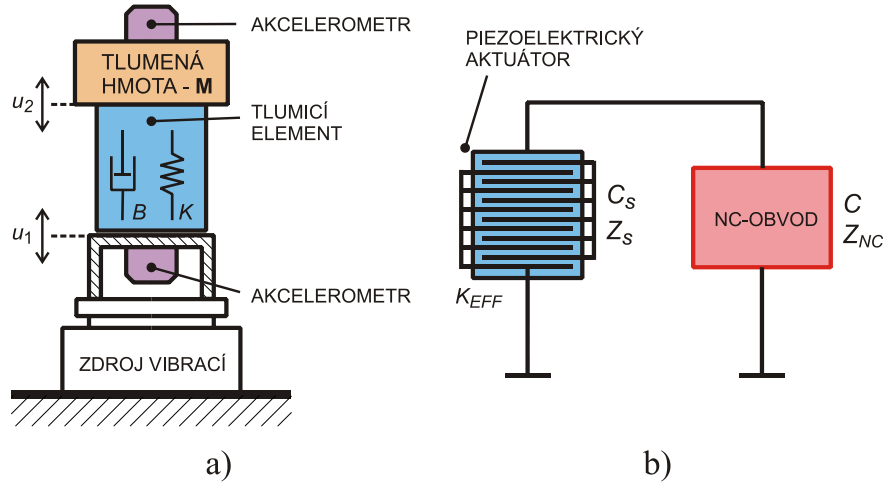
Jak bylo uvedeno v závěru rešeršní části, hlavním zaměřením této disertační práce je základní výzkum semi-aktivní PSD metody, konkrétně potlačování přenosu vibrací pomocí piezoelektrického aktuátoru připojeného k záporné kapacitě. V dalším textu jsou prezentovány základní principy tohoto přístupu.

4.1 Princip potlačení přenosu vibrací

Je známo, že přenos vibrací přes rozhraní dvou tuhých objektů závisí na poměru jejich mechanických impedancí. Hodnota mechanické impedance je přímo úměrná elastické tuhosti materiálu. Proto dochází po vložení extrémně měkkého elementu mezi dva tuhé objekty k redukci přenosu vibrací mezi těmito objekty. V následující části je prezentován teoretický model, který popisuje vliv elasticity v mechanickém systému na přenos vibrací skrz systém. Dále je prezentována metoda řízení elastických vlastností piezoelektrického aktuátoru paralelně připojeným elektronickým obvodem, kterou lze velmi výhodně aplikovat v systému potlačujícím přenos vibrací.

4.1.1 Vliv konstanty tuhosti na přenos vibrací

Systém pro potlačení přenosu vibrací je schematicky zobrazen na Obr. 17(a). Tlumič element s konstantou tuhosti K a s koeficientem tlumení B je vložen mezi zdrojem vibrací a objektem o hmotnosti M , který má být od vibrací izolován. Vstupní vibrace u_1 a přenesené vibrace u_2 jsou měřeny pomocí akcelerometrů. Tlumič element je tvořen piezoelektrickým aktuátorem, jež je připojen k obvodu, který realizuje nastavitelnou zápornou kapacitu [dále NC-obvod (z Negative Capacitance circuit)], viz Obr. 17(b).



Obr. 17. Schéma systému pro potlačení přenosu vibrací. Tlumič s konstantou tuhosti K a koeficientem tlumení B je vložen mezi zdroj vibrací a tlumenou hmotu M , která má být od zdroje vibrací izolována. Vstupní vibrace s amplitudou u_1 a přenesené vibrace s amplitudou u_2 jsou měřeny pomocí akcelerometrů (výchylku u získáváme dvojí integrací naměřeného zrychlení a). Jako tlumič je v této práci využíváno libovolného piezoelektrického aktuátoru o impedanci Z_S , ke kterému je paralelně připojen obvod se zápornou kapacitou (NC-obvod) o komplexní impedanci Z_{NC} .

Přenos vibrací TR skrze uvažovaný systém je definován jako poměr amplitud přenesených a vstupních vibrací vzhledem k referenčnímu bodu zdroje:

$$TR = |u_2/u_1|. \quad (5)$$

Přenos vibrací je funkcí materiálových parametrů, které určují dynamickou odezvu mechanického systému. Dynamická odezva systému je popsána následující pohybovou rovnicí:

$$M \frac{d^2 u_2}{dt^2} + B \frac{du_2}{dt} + K u_2 = B \frac{du_1}{dt} + K u_1. \quad (6)$$

V nejjednodušším případě přenosu harmonických vibrací o úhlové frekvenci ω získáváme řešením rovnice (6) vztah pro přenos vibrací TR :

$$TR = \omega_0 \sqrt{\frac{\omega^2 + Q^2 \omega_0^2}{\omega^2 \omega_0^2 + Q^2 (\omega_0^2 - \omega^2)^2}}, \quad (7)$$

kde symboly Q a ω_0 představují mechanický činitel jakosti $Q = \sqrt{KM}/B$ a rezonanční frekvenci $\omega_0 = \sqrt{K/M}$. Jak je vidět, čím menší je konstanta tuhosti K , tím nižší je rezonanční frekvence ω_0 a tím menší je hodnota přenosu vibrací TR , pro harmonické vibrace o úhlové frekvenci $\omega > \omega_0$.

4.1.2 Metoda aktivního řízení elasticity piezoelektrického aktuátoru

Jak můžeme vidět na Obr. 17(b), element pro tlumení přenosu vibrací užitý v prezentované práci je tvořen paralelní kombinací piezoelektrického aktuátoru s kapacitou C_S a NC-obvodu se zápornou kapacitou C . Tento systém je příkladem tzv. metody aktivního řízení elasticity, která byla představena v roce 2000 Datem a spol. [5]. Efektivní konstantu tuhosti piezoelektrického aktuátoru K_{eff} lze odvodit z rovnice pro náboj Q a z rovnice pro změnu délky elementu $\Delta l = u_2 - u_1$.

$$Q = dF + C_S V \quad (8)$$

$$\Delta l = \left(\frac{1}{K_S} \right) F + dV \quad (9)$$

kteřé platí zároveň s rovnicí pro napětí V vzniklé na svorkách paralelně připojeného záporného kapacitou s kapacitou C .

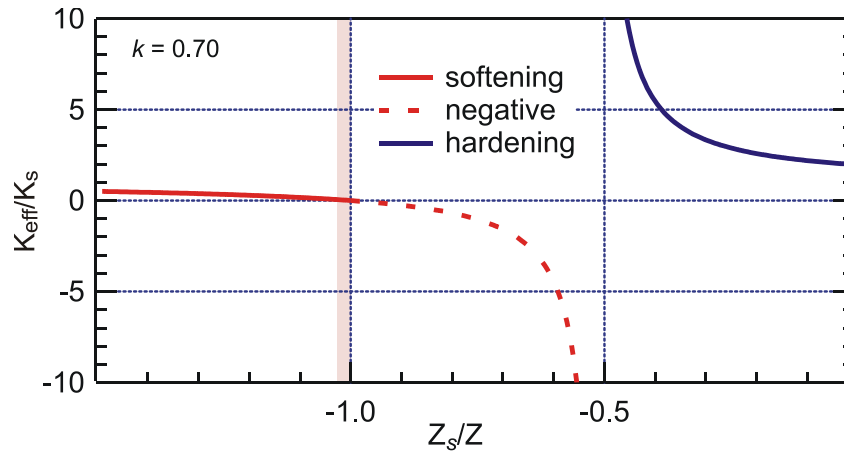
$$V = -\frac{Q}{C} \quad (10)$$

kde d , C_S a K_S jsou piezoelektrický koeficient, kapacita a konstanta tuhosti mechanicky volného piezoelektrického aktuátoru.

Kombinací rovnic (8), (9), (10) a užitím vztahu mezi kapacitou a impedancí kondenzátoru $Z = 1/(j\omega C)$, získáváme rovnici pro efektivní konstantu tuhosti piezoelektrického aktuátoru s paralelně připojeným externím obvodem s elektrickou impedancí Z :

$$K_{eff} = \frac{F}{\Delta l} = K_S \left(\frac{1 + Z_S/Z}{1 - k^2 + Z_S/Z} \right) \quad (11)$$

kde $k^2 = d^2 K_S / C_S$ je koeficient elektromechanické vazby piezoelektrického aktuátoru ($0 < k < 1$) a Z_S je elektrická impedance mechanicky volného piezoelektrického aktuátoru. Z rovnice (11) vyplývá, že pokud bude impedance paralelně připojeného obvodu Z rovna hodnotě $-Z_S$, efektivní konstanta tuhosti K_{eff} piezoelektrického aktuátoru dosahuje nuly, jak můžeme vidět na Obr. 18.



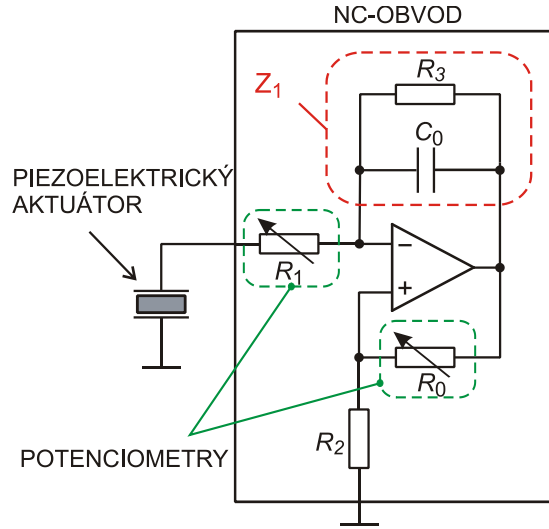
Obr. 18. Závislost K_{eff}/K_s (efektivní tuhost aktuátoru s připojenou externí impedancí Z / tuhost aktuátoru se svorkami naprázdno) na poměru impedancí Z_s/Z (impedance samotného aktuátoru / připojená externí impedance Z) dle rovnice (11), pro $k = 0,7$. Dle průběhů K_{eff}/K_s můžeme stupnici Z_s/Z rozdělit na tři intervaly. Na prvním intervalu $(-\infty, -1)$ dochází ke snižování efektivní konstanty tuhosti K_{eff} (lze využít pro tlumení přenosu vibrací), na druhém intervalu $(-1; -0,51)$ systém pracuje v režimu záporné elasticity (není stabilní) a na třetím intervalu $(-0,51; \infty)$ dochází ke zvyšování efektivní konstanty tuhosti K_{eff} (lze využít pro tlumení přenosu hluku).

Na Obr. 18 vidíme závislost K_{eff}/K_s na poměru impedancí Z_s/Z , dle rovnice (11), pro $k = 0,7$. Z obrázku je zřejmé, že dle průběhu K_{eff}/K_s lze graf rozdělit na tři oblasti. Na intervalu $Z_s/Z \in (-\infty, -1)$ dochází ke snižování efektivní tuhosti K_{eff} až na nulu. V této oblasti dochází k potlačování přenosu vibrací. Na intervalu $Z_s/Z \in (-1; -0,51)$ je efektivní tuhost K_{eff} záporná. V této oblasti dochází k jevu, kdy se piezoelektrický aktuátor vlivem působící síly deformuje více, než jako nekonečně měkký a vykazuje tak zápornou elasticitu. V praxi to znamená, že při zvyšování poměru Z_s/Z nad hodnotu -1 dochází k prudkému nárůstu amplitudy s opačnou fází přenesených vibrací, které vede k nestabilitě systému. Nastavit pracovní bod do této oblasti je proto nežádoucí. Na intervalu $Z_s/Z \in (-0,51; \infty)$ dochází ke zvyšování efektivní tuhosti K_{eff} teoreticky až k nekonečnu. V praxi to znamená, že vlivem působící síly se piezoelektrický aktuátor nedeformuje vůbec. Velikost poměru Z_s/Z lze měnit řízením parametrů negativního impedančního měniče se zápornou kapacitou C , kterému je věnována následující část.

4.1.3 Obvod se záporně kapacitní impedancí – NC-obvod

Efektivní tuhost piezoelektrického aktuátoru K_{eff} lze řídit paralelně připojeným aktivním obvodem, který z hlediska externích svorek vykazuje záporně kapacitní impedanci. Tento aktivní obvod v této práci nazýváme „NC-obvod“. NC obvod existuje ve dvou variantách. Rozlišujeme NC-obvod typu H (**H**ard), který se používá pro zvyšování efektivní tuhosti aktuátoru (viz modrá křivka na Obr. 18) a NC-obvod typu S (**S**oft), který používáme pro snižování efektivní tuhosti piezoelektrického aktuátoru (viz

červená křivka na Obr. 18). NC-obvod typu H je okrajově zmíněn pouze v části 4.2.4, kde je vysvětlen rozdíl mezi oběma typy NC-obvodu a kde je prezentována možnost analogického užití metody v aplikacích, které využívají opačného jevu, tj. zvyšování efektivní tuhosti piezoelektrického aktuátoru za účelem redukce prostupu hluku skrz okenní tabuli. Tato kapitola se nadále zabývá analýzou NC-obvodu typu S, který lze výhodně použít pro tlumení přenosu vibrací a můžeme jej vidět a Obr. 19.



Obr. 19. Elektrické schéma piezoelektrického aktuátoru s paralelně připojeným NC-obvodem (obvod se zápornou kapacitou). NC-obvod je realizován jednoduchým zpětnovazebním elektrickým zapojením operačního zesilovače. Pomocí laditelných rezistorů R_0 a R_l je možné nastavit reálnou a imaginární část jeho komplexní kapacity tak, že přesně odpovídá (až na znaménko) kapacitě piezoelektrického aktuátoru.

Efektivní impedance NC-obvodu, který je zobrazen na Obr. 19, je rovna:

$$Z(\omega) = R_1 + \frac{R_0 + R_2 + A_u(\omega)R_2}{R_0 + R_2 - A_u(\omega)R_0} Z_1(\omega) \approx R_1 - \frac{R_2}{R_0} Z_1(\omega), \quad (12)$$

kde A_u je napětěvé zesílení operačního zesilovače a

$$Z_1(\omega) = \frac{R_3}{1 + j\omega C_0 R_3} = \frac{R_3 - j\omega C_0 R_3^2}{1 + \omega^2 C_0^2 R_3^2} \quad (13)$$

je tzv. referenční impedance NC-obvodu. Na pravé straně rovnice (12) získáváme aproximovaný vztah impedance NC-obvodu pro případ ideálního operačního zesilovače, tj. pro případ $A_u \rightarrow \infty$.

Je známo, že reálná a imaginární část kapacity piezoelektrického aktuátoru prakticky nejsou v oblasti pod rezonanční frekvencí frekvenčně závislé. V tomto případě lze kapacitu piezoelektrického aktuátoru s velkou přesností aproximovat výrazem

$C'_S(1 - j \tan \delta_S)$, kde C'_S a $\tan \delta_S$ jsou reálná část a ztrátový činitel kapacity piezoelektrického aktuátoru. Impedance piezoelektrického aktuátoru je potom vyjádřena vztahem:

$$Z_S(\omega) = \frac{1}{j\omega C'_S(1 - j \tan \delta_S)} = \frac{\tan \delta_S - j}{\omega C'_S(1 + \tan^2 \delta_S)}. \quad (14)$$

Frekvenční závislost impedance piezoelektrického aktuátoru je výhodné aproximovat frekvenční závislostí sériového zapojení kondenzátoru a rezistoru o kapacitě C_S a odporu R_S :

$$Z_S(\omega) \approx R_S + \frac{1}{j\omega C_S}. \quad (15)$$

Na dané kritické frekvenci ω_0 je možné nastavit NC-obvod takovým způsobem, že platí:

$$|Z|(\omega_0) = |Z_S|(\omega_0) \quad (16a)$$

$$\arg[Z(\omega_0)] = -\arg[Z_S(\omega_0)] \quad (16b)$$

Tato situace je charakterizována poměrem $Z_S(\omega_0) / Z(\omega_0) = -1$, kdy podle rovnice (11) dosahuje K_{eff} nulové hodnoty a přenos vibrací se nachází v minimu.

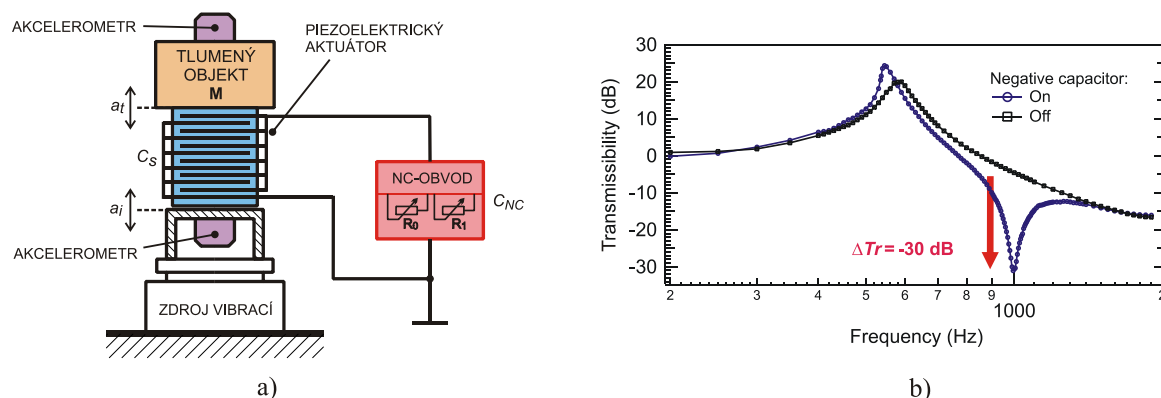
4.2 Příklady realizací tlumení přenosu vibrací

Výše popsanou metodu řízení efektivní tuhosti piezoelektrických aktuátorů lze obecně aplikovat na libovolný piezoelektrický aktuátor. V této části jsou uvedeny některé realizace této metody, které se vzájemně liší koncepcí a užitým piezoelektrickým aktuátorem. Tato část si klade za cíl poukázat na variabilitu možností, které skýtá použití této metody, přičemž ve všech prezentovaných případech jde pouze o demonstraci základního principu. Definování problémů a jejich řešení je předmětem následujících kapitol. Tato řešení jsou však obecně platná pro všechny modelové příklady prezentované v následujících částech.

4.2.1 Tlumení přenosu vibrací na volný objekt

Na obrázku Obr. 20(a) vidíme modelový příklad, kde úlohou je izolovat tlumenou hmotu M od vstupních vibrací a_i pomocí objemového piezoelektrického aktuátoru, jehož efektivní tuhost K_{eff} je řízena paralelně připojeným NC-obvodem typu S. Principiálně je toto uspořádání vhodné například pro realizaci antivibračních stolků, pro izolaci laserů, mikroskopů a podobně. Obr. 20(b) prezentuje výsledky následujícího experimentu:

nejdříve byla změřena přenosová funkce systému s odpojeným NC-obvodem (viz černá křivka). Poté byl systém buzen vstupními harmonickými vibracemi o frekvenci 1 kHz a NC-obvod byl následně manuálně nastaven pomocí trimrů R_0 , R_1 tak, že byly tyto vibrace potlačeny na úroveň šumu. Poté byla změřena přenosová funkce takto ovlivněného systému (viz modrá křivka). Můžeme poznamenat, že na frekvenci 1kHz došlo k potlačení přenosu vibrací cca o 30 dB.



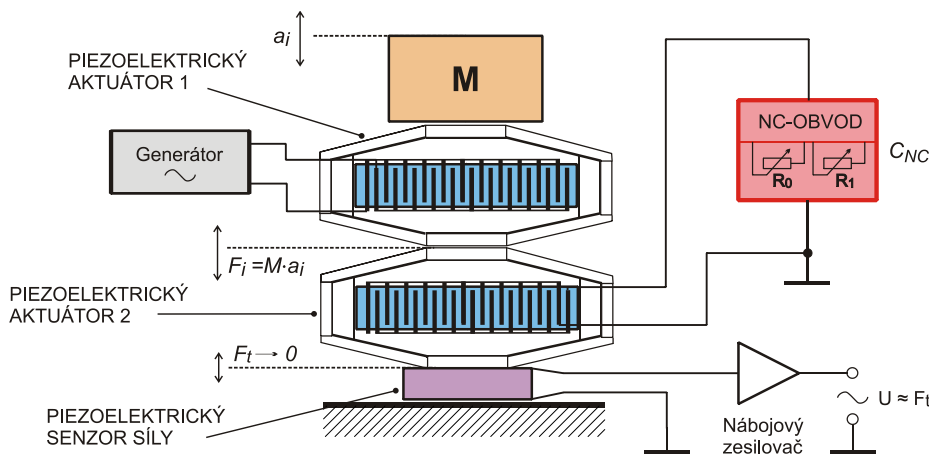
Obr. 20. Příklad užití metody pro izolování tlumeného objektu od vstupních vibrací. Systém byl vybuzen harmonickými vibracemi o frekvenci $f=1\text{kHz}$. Paralelně k piezoelektrickému aktuátoru je připojen NC-obvod, který byl manuálně nastaven pomocí trimrů R_0 , R_1 (a). Pomocí akcelerometrů je měřen přenos vibrací. Černá křivka zobrazuje přenos s odpojeným NC-obvodem, modrá zobrazuje přenos s připojeným, manuálně nastaveným NC-obvodem. Na úzkém frekvenčním okolí frekvence $f=1\text{kHz}$ zaznamenáváme pokles přenosu vibrací $\Delta Tr = -30\text{dB}$ (b).

Zároveň si můžeme povšimnout, že oproti přenosové funkci bez NC-obvodu došlo pouze k mírnému posunutí rezonanční frekvence. Z toho vyplývá, že efektivní tuhost piezoelektrického aktuátoru výrazně klesla pouze pro kritickou frekvenci 1kHz, pro kterou byl NC-obvod optimálně nastaven, a její úzké okolí. Lze tedy v principu realizovat spoj, který je pro celé frekvenční pásmo tuhý, pouze pro jednu vybranou frekvenci, kterou je možno libovolně nastavit, se chová jako nekonečně měkký. Obecně je však malá šířka frekvenčního pásma efektivně potlačovaných vibrací nevýhodou.

4.2.2 Vibro-izolační uložení

V následujícím příkladu se setkáváme s úlohou izolovat zdroj vibrací od okolního prostředí, abychom zabránili šíření vibrací od tohoto zdroje. Tento modelový příklad byl realizován a je prezentován pomocí experimentu, který je popsán na Obr. 21. Na obrázku nahoře vidíme setrvačnou hmotu M , která je pevně spojena s piezoelektrickým aktuátorem. Za tímto účelem byl zvolen piezoelektrický aktuátor s mechanicky zvětšeným posunutím APA 400MML od firmy Cedrat. Tento aktuátor je buzen harmonickým signálem z generátoru. V důsledku převráceného piezoelektrického jevu

dochází k mechanickému posunutí se zrychlením a_i . Takto buzeným aktuátorem a setrvačnou hmotou M získáváme systém, který na svou podložku působí dynamickými silovými účinky $F_i = M \cdot a_i$. Cílem je zabránit přenosu těchto sil na podložku. Proto je mezi zdroj vibrací a podložku vložen tlumicí člen, který se stává opět z piezoelektrického aktuátoru APA 400MML od firmy Cedrat s paralelně připojeným NC-obvodem. Skutečná přenesená síla je měřena pomocí piezoelektrického senzoru síly. Na výstupu nábojového zesilovače získáváme napětí, které je úměrné amplitudě přenesené síly F_t . Výsledky experimentu vidíme na Obr. 22.



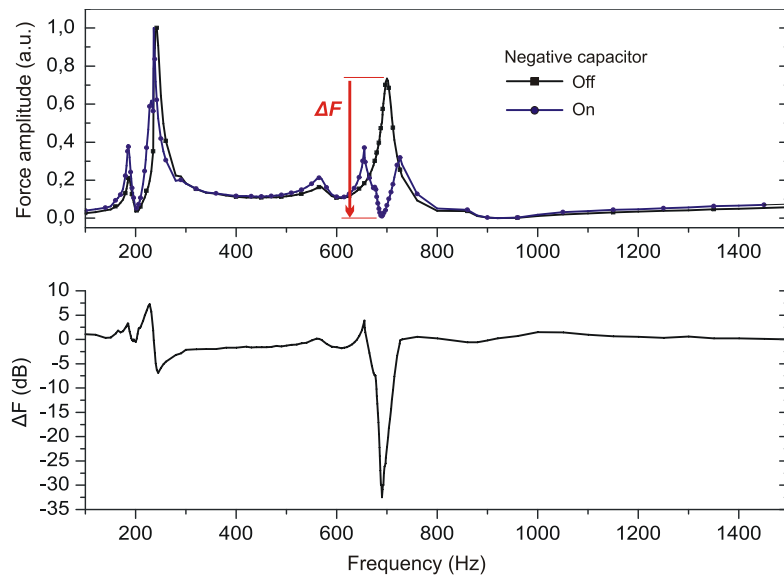
Obr. 21. Příklad užití metody pro izolování zdroje vibrací od podložky. Na obrázku vidíme dva piezoelektrické aktuátory s mechanicky zvětšeným posunutím. Horní aktuátor 1 je buzen generátorem a ve spojení se seismickou hmotou M (která se pohybuje se zrychlením a_i) vytváří silové účinky $F_i = M \cdot a_i$. Úlohou spodního aktuátoru 2 je zamezení přenosu síly F_i na podložku. Manuálně nastavený NC-obvod způsobí pokles efektivní tuhosti spodního aktuátoru 2, který se následně vlivem síly F_i deformuje jako nekonečně měkký. Tím vzniká rozhraní s velkým potlačením přenosu vibrací a přenesená síla F_t se blíží nule. Piezoelektrickým senzorem síly je měřena přenesená síla F_t .

Černá křivka na Obr. 22 nahoře je frekvenční charakteristika přenesené síly F_t s odpojeným NC-obvodem, která byla změřena ve frekvenčním pásmu 100 – 1500 Hz při konstantní amplitudě buzení horního aktuátoru (zdroje vibrací). Můžeme zde vidět dvě výrazné rezonance cca na frekvenci 230 Hz a 700 Hz. Byl proveden následující experiment: zdroj vibrací byl buzen harmonickým signálem o frekvenci $f=700$ Hz. Systém se nacházel v rezonanci (viz černá křivka). NC-obvod byl manuálně nastaven pomocí trimrů R_0 , R_1 tak, že signál na výstupu nábojového zesilovače senzoru síly poklesl na úroveň šumu. V tomto okamžiku se aktuátor vlivem síly F_i volně deformoval jako nekonečně měkký a neumožnil tak přenos dynamických sil. Následně byla změřena frekvenční charakteristika přenesené síly F_t ve frekvenčním pásmu 100 – 1500 Hz s připojeným, takto nastaveným, NC-obvodem (viz modrá křivka). Můžeme poznamenat, že frekvenční charakteristiky přenesené síly F_t se v celé šířce pásma výrazně neliší, pouze

na frekvenci 700 Hz došlo k poklesu přenesené dynamické síly k nule. Na spodním obrázku je vyneseno úbytek přenesené síly ΔF , který je vypočten z naměřených dat přenesené síly s a bez NC-obvodu dle vztahu:

$$\Delta F = 20 \log \frac{U_{NC\ on}}{U_{NC\ off}}, \quad (17)$$

kde $U_{NC\ on}$ je napětí na výstupu nábojového zesilovače senzoru síly s připojeným optimálně nastaveným NC-obvodem a $U_{NC\ off}$ je napětí na výstupu nábojového zesilovače senzoru síly s odpojeným NC-obvodem.

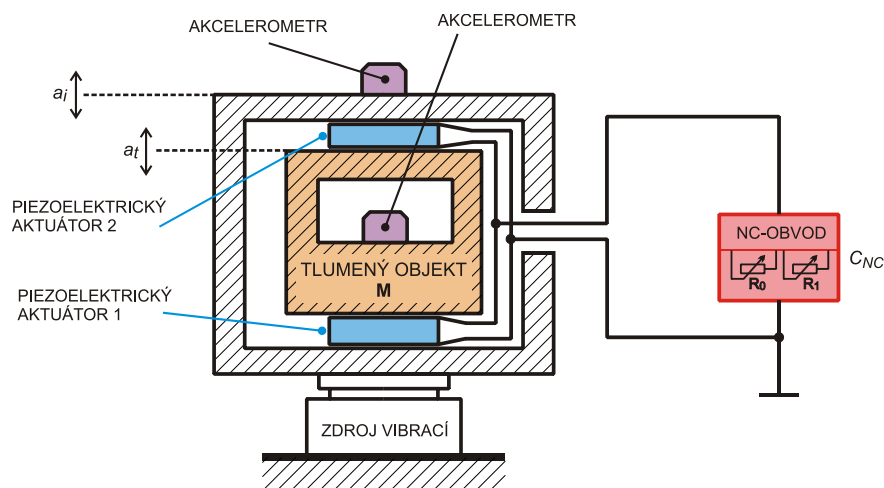


Obr. 22. Systém byl vybuzen harmonickými vibracemi o frekvenci $f=700\text{Hz}$ (záměrně v rezonanci systému) a NC-obvod byl manuálně nastaven. Horní obrázek: frekvenční spektrum síly přenesené skrz piezoelektrický aktuátor 2 (viz Obr. 21) při odpojeném NC-obvodu (černá čára se čtverečky) a s připojeným manuálně nastaveným NC-obvodem (modrá čára s kolečky). Spodní obrázek: Z obou naměřených průběhů byla (dle rovnice (17)) vypočtena frekvenční charakteristika úbytku přenesené síly ΔF . Na úzkém frekvenčním okolí frekvence $f=700\text{Hz}$ zaznamenáváme úbytek přenesené síly $\Delta F = -32\text{dB}$.

Při tomto experimentu došlo na druhé rezonanci systému ($f=700\text{Hz}$) k výraznému potlačení přenosu silových účinku od zdroje vibrací na podložku cca o 32 (dB), což odpovídá čtyřicetinasobnému snížení amplitudy přenesené síly.

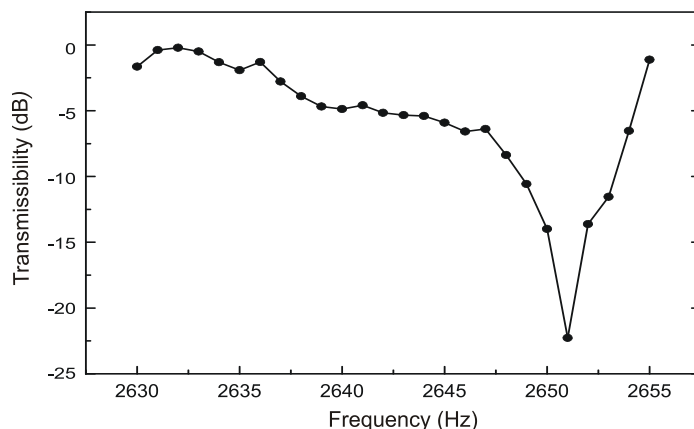
4.2.3 Diferenciální tlumení přenosu vibrací – vetknutý, předepnutý objekt

V následujícím případě je tlumený objekt, který má být od vibrací izolován, předepnutý a vetknutý přímo v konstrukci, která je spojena se zdrojem vibrací. Pro tlumení přenosu vibrací lze použít dvojici shodných piezoelektrických aktuátorů, jejichž elektrody jsou spojeny antiparalelně a které jsou připojeny k NC-obvodu. Tento systém vidíme na Obr. 23. Takto spojené dva aktuátory se vlivem přiloženého napětí deformují recipročně, tedy když se jeden prodlužuje, druhý se smršťuje. Elektricky se však jeví jako jediný aktuátor, u kterého lze řídit efektivní tuhost jedním NC-obvodem. Pro demonstraci poslouží následující experiment: tlumený objekt je realizován jako váleček o hmotnosti 105g s dutinou uvnitř, kde je umístěn akcelerometr. Pro tlumení jsou užity dva shodné aktuátory z PZT keramiky. Tlumený objekt spolu s aktuátory je následně vetknut mezi dvě destičky, které jsou spojeny pomocí šroubů. Těmito šrouby lze nastavovat předpětí. Dříve, než je tento systém připevněn ke zdroji vibrací, je výhodné zjistit mechanickou rezonanci tohoto systému. Proto byly aktuátory připojeny ke generátoru a byla zjištěna rezonanční frekvence tohoto systému $f=2652\text{ Hz}$. Buzením aktuátoru na této frekvenci lze dosáhnout maximálního mechanického posunutí aktuátoru. Po připojení systému ke zdroji vibrací, který byl vybuzen harmonickým signálem o frekvenci $f=2652\text{ Hz}$, byl NC-obvod manuálně nastaven tak, že amplituda signálu z akcelerometru uvnitř tlumeného objektu poklesla na úroveň šumu. Následovně byl změřen přenos vibrací na úzkém frekvenčním okolí kritické frekvence, který vidíme na Obr. 24.



Obr. 23. Příklad užití metody pro izolování vetknuté předepjaté části (tlumený objekt M) od vibrující konstrukce. Tlumený objekt M je od vibrující konstrukce izolován pomocí dvou mechanicky předepnutých antiparalelně zapojených piezoelektrických destiček, které se chovají jako jediný aktuátor. Připojením manuálně, optimálně nastaveného NC-obvodu dochází k redukci efektivní tuhosti obou aktuátorů a současně k potlačení přenosu vibrací. Vibrace konstrukce a přenesené vibrace jsou měřeny pomocí piezoelektrických akcelerometrů.

Na Obr. 24 vidíme, že na frekvenci 2652 Hz došlo k potlačení přenosu vibrací o 22 dB. Bylo demonstrováno, že tímto způsobem lze na úzkém frekvenčním pásmu potlačit například přenos vibrací mezi konstrukcí stroje a upnutou částí stroje. Lze tak realizovat přerušení cesty šíření vibrací v obou směrech, bez ohledu na to, která z částí je spojena se zdrojem vibrací.

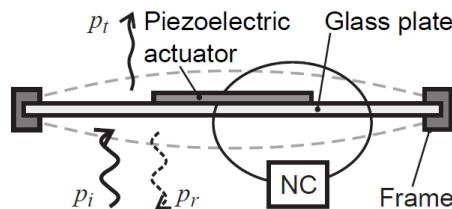


Obr. 24. Přenos vibrací z vibrující konstrukce na vetknutý předepjatý tlumený objekt (viz Obr. 23) – na velmi úzkém frekvenčním pásmu zaznamenáváme potlačení přenosu vibrací o více než 20 dB.

4.2.4 Tlumení prostupu hluku skrz okno

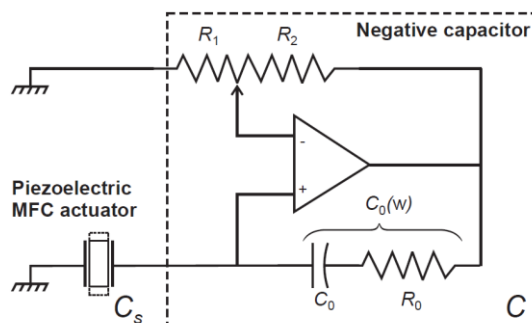
V této části práce je prezentováno použití NC-obvodu typu H (**H**ard), jak bylo předesláno v části 4.1.3, k potlačení přenosu sluku skrz skleněnou okenní tabuli. Tato úloha byla detailně rozpracována v disertační práci Kateřiny Steiger roz. Novákové [62]. Rozdíl NC-obvodu typu H oproti NC-obvodu typu S (viz část 4.1.3) lze vysvětlit pomocí následujícího příkladu: vystavíme-li piezoelektrický objemový aktuátor v daném okamžiku silovému působení, dochází vlivem této síly k jeho deformaci (Hookův zákon). Současně v důsledku této mechanické deformace piezoelektrický aktuátor generuje elektrický náboj a na jeho svorkách vzroste napětí (přímý piezoelektrický jev). V případě připojení tohoto silou namáhaného aktuátoru ke svorkám NC-obvodu typu S dochází k nárůstu napětí na invertujícím vstupu operačního zesilovače (viz Obr. 19). V důsledku toho klesá napětí na výstupu operačního zesilovače a díky přenosu zpětné vazby klesá také napětí na piezoelektrickém aktuátoru, který se v důsledku nepřímého piezoelektrického jevu smršťuje. Optimálním nastavením NC-obvodu typu S lze dosáhnout toho, že silou namáhaný piezoelektrický aktuátor se deformuje jako nekonečně měkký. Opačná situace nastává v případě připojení tohoto silou namáhaného aktuátoru ke svorkám NC-obvodu typu H. V tomto případě dochází k nárůstu napětí na neinvertujícím vstupu operačního zesilovače (viz Obr. 26). V důsledku toho roste napětí na výstupu operačního zesilovače a díky přenosu zpětné vazby roste také napětí na piezoelektrickém aktuátoru, který se v důsledku nepřímého piezoelektrického jevu

prodlouží. Optimálním nastavením NC-obvodu typu H lze dosáhnout toho, že silou namáhaný piezoelektrický aktuátor se působením síly nedeformuje jako absolutně tuhý. Tohoto principu lze výhodně využít v aplikacích pro tlumení přenosu hluku. Příkladem takové aplikace může být například semiaktivní tlumení přenosu hluku skrz skleněné okno, jehož akustickou impedanci lze řídit pomocí optimálně rozmístěných, přilepených MFC aktuátorů [62].



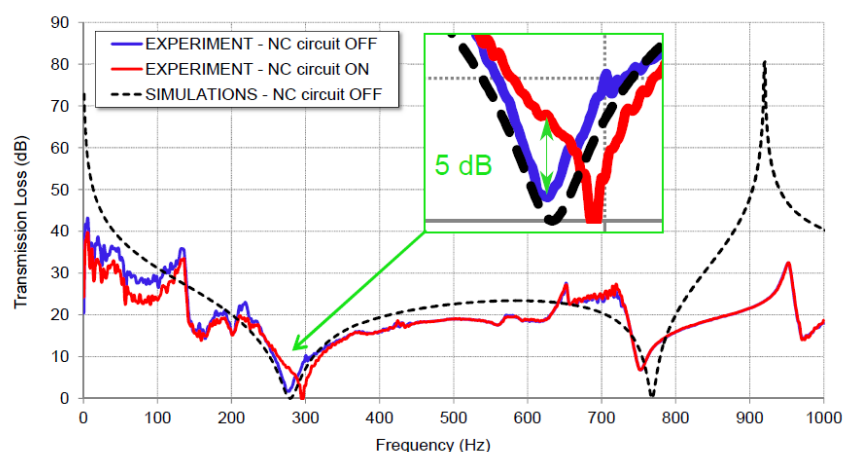
Obr. 25. Příklad užití metody pro tlumení přenosu akustického hluku skrz okenní tabuli, jejíž akustickou impedanci lze řídit přilepenými, optimálně rozmístěnými MFC aktuátory s paralelně připojeným NC-obvodem typu H (Hard). Dopadající akustická vlna (p_i) se z části odráží od rozhraní dvou prostředí s různými akustickými impedancemi (p_r – odražená akustická vlna) a z části tímto rozhraním projde (p_t – „prošlá“ akustická vlna). V důsledku zvýšení efektivní tuhosti aktuátoru dochází ke zvýšení akustické impedance okenní tabule a tím také ke vzrůstu poměru p_t/p_i . (Převzato z [62])

Princip potlačování přenosu hluku skrz okenní tabuli je zřejmý z Obr. 25. Dopadne-li akustická vlna (p_i) na rozhraní dvou prostředí s různou akustickou impedancí, část vlny se odráží (p_r) a část akustické vlny rozhraním projde (p_t). Připojením optimálně nastaveného NC-obvodu typu H (viz Obr. 26) k MFC aktuátoru (který je tuhým lepidlem přilepen k okenní tabuli) dochází ke zvýšení tuhosti tohoto aktuátoru a tím také ke zvýšení akustické impedance okenní tabule. Okenní tabule se v důsledku dopadající vlny nedeformuje a nedochází tak k přenosu hluku do prostoru za ní.



Obr. 26. Elektrické schéma piezoelektrického MFC aktuátoru s paralelně připojeným NC-obvodem typu H (Hard). NC-obvod je realizován jednoduchým zpětnovazebním elektrickým zapojením operačního zesilovače. Pomocí laditelných rezistorů R_0 , R_1 , R_2 je možné nastavit reálnou a imaginární část jeho komplexní kapacity tak, že přesně odpovídá (až na znaménko) kapacitě piezoelektrického aktuátoru. (Převzato z [62])

Na Obr. 27 vidíme výsledky experimentálního měření potlačení přenosu hluku skrz okenní tabuli pomocí semiaktivní metody využívající řízení efektivní tuhosti MFC aktuátoru připojeným NC-obvodem. NC-obvod byl optimálně nastaven pro frekvenci prvního módu vibrací skleněné tabule (276 Hz). Modrá křivka představuje hodnoty potlačení přenosu akustického hluku s odpojeným NC-obvodem a červená křivka reprezentuje potlačení přenosu akustického hluku s připojeným NC-obvodem. Z detailu na obrázku je zřejmé, že na frekvenci prvního módu vibrací skleněné tabule došlo k potlačení přenosu akustického hluku o 5 dB.



Obr. 27. Experimentální měření potlačení přenosu akustického hluku skrz okenní tabuli pomocí piezoelektrických MFC aktuátorů připojených k NC-obvodu typu **H** (princip – viz Obr. 25). NC-obvod byl optimálně nastaven pro frekvenci prvního módu skleněné tabule (276 Hz). modrá křivka – potlačení přenosu akustického hluku s odpojeným NC-obvodem; červená křivka - potlačení přenosu akustického hluku s připojeným NC-obvodem. Přenos akustického hluku na první modální frekvenci okenní tabule byl potlačen o 5 dB. (Převzato z [62])

4.3 Definování a analýza problémů

V částech 4.2.1, 4.2.2 a 4.2.3 byly prezentovány některé z doposud realizovaných experimentů. Z těchto výsledků je zřejmé, že paralelním připojením NC-obvodu k libovolnému piezoelektrickému aktuátoru lze výrazně ovlivňovat efektivní tuhost tohoto aktuátoru. Dle potřeb dané aplikace lze dosáhnout snížení, nebo zvýšení efektivní tuhosti (viz část 4.2.4). Ve všech případech byl NC-obvod nastavován manuálně pomocí trimrů. Při tomto ladění jsou experimentálně nalezena optimální nastavení trimrů R_0 , R_I , která jsou v souladu s rovnicemi (16a), (16b). Tyto výsledky demonstrují vysokou potenciální vibroizolační účinnost použité metody pro tlumení přenosu vibrací. Zároveň však z nich vyplývá celá řada problémů, které brání uplatnění metody v reálných aplikacích. Společným jmenovatelem prezentovaných příkladů (viz část 4.2) je velmi úzká frekvenční oblast efektivně potlačených vibrací, jak můžeme vidět např. na Obr. 22. Tato

vlastnost představuje významný hendikep na cestě k užití v reálných aplikacích (viz kapitola 4.3.3). Dále se nabízí k řešení problém vysoké citlivosti na změny okolních podmínek prostředí (viz část 4.3.1). Tato citlivost je tak velká, že při běžném provozu v relativně stabilním prostředí by bylo nezbytné NC-obvod neustále manuálně přeladovat, což je opět aplikačně velmi nevhodné. Dalším problémem je obtížnost nalezení optimálního nastavení NC-obvodu. Pro dosažení tlumicího efektu se musí NC-obvod nacházet přesně v optimálním pracovním bodě, v souladu s rovnicemi uvedenými v části 4.1.3. Již při minimální odchylce od optimálního pracovního bodu rychle klesá účinnost potlačení přenosu vibrací (viz část 4.3.2). Díky jednoduchosti systému je možné vytvořit jeho matematický model, který by mohl být využit k automatickému nastavování NC-obvodu. Tato cesta je však zapovězena, vzhledem k výše uvedeným skutečnostem. Tento problém (absolutní, přesné nastavení laditelných prvků NC-obvodu na základě modelových optimálních hodnot) je rovněž rozebrán v části 4.3.2. Následující podkapitoly si kladou za cíl výše zmíněné problémy přesněji pojmenovat a vymezit jejich významnost.

4.3.1 Citlivost a stabilita

V této části je analyzováno, s jakou relativní přesností musí být splněny podmínky dané rovnicemi (16a), (16b), aby bylo dosaženo požadovaného potlačení přenosu vibrací. Tuto analýzu lze rozdělit do dvou kroků. Zaprvé, analyzování citlivosti přenosu vibrací TR na konstantě tuhosti aktuátoru K a zadruhé, analyzování citlivosti efektivní konstanty tuhosti aktuátoru K_{eff} na kapacitě NC-obvodu C . Pro realizaci prvního kroku analýzy je výhodné vyjádřit míru potlačení přenosu vibrací ΔL_{TR} , kterého je dosaženo metodou aktivního řízení elasticity připojením NC-obvodu:

$$\Delta L_{TR} = 20(\log TR_{NC} - \log TR_S), \quad (18)$$

kde TR_{NC} a TR_S je přenos vibrací daný rovnicí (7) v případě, kdy je externí obvod připojený resp. odpojený od piezoelektrického aktuátoru. Při malých hodnotách konstanty tuhosti K v pásmu nad rezonanční frekvencí systému ω_0 lze dosáhnout míry potlačení přenosu vibrací:

$$\Delta L_{TR} \approx 10 \log |K_{eff}/K_S|, \quad (19)$$

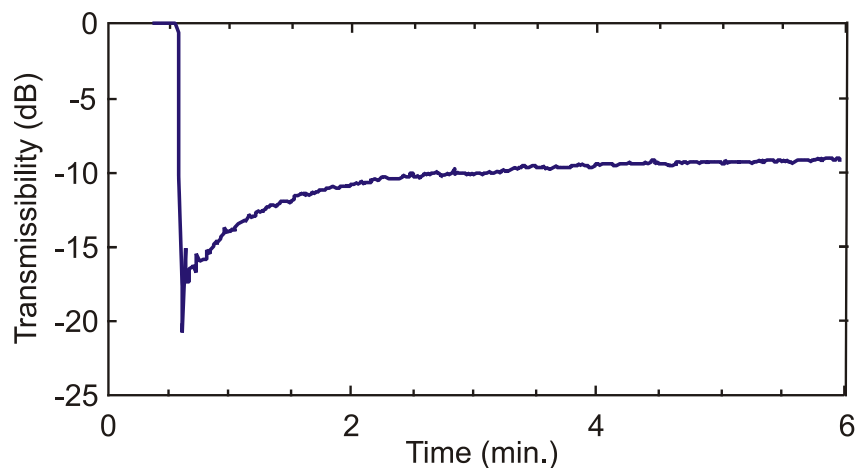
kde K_{eff} je efektivní konstanta tuhosti aktuátoru, která je řízena připojeným NC-obvodem.

Ve druhém kroku analýzy je výhodné definovat $\Delta Z = Z - (-Z_S)$ jako odchylku impedance NC-obvodu Z od požadované hodnoty $-Z_S$. Pro malé odchylky ΔZ je potom možné aproximovat rovnici (11) vztahem:

$$K_{eff} \approx K_S \Delta Z / (k^2 Z_S). \quad (20)$$

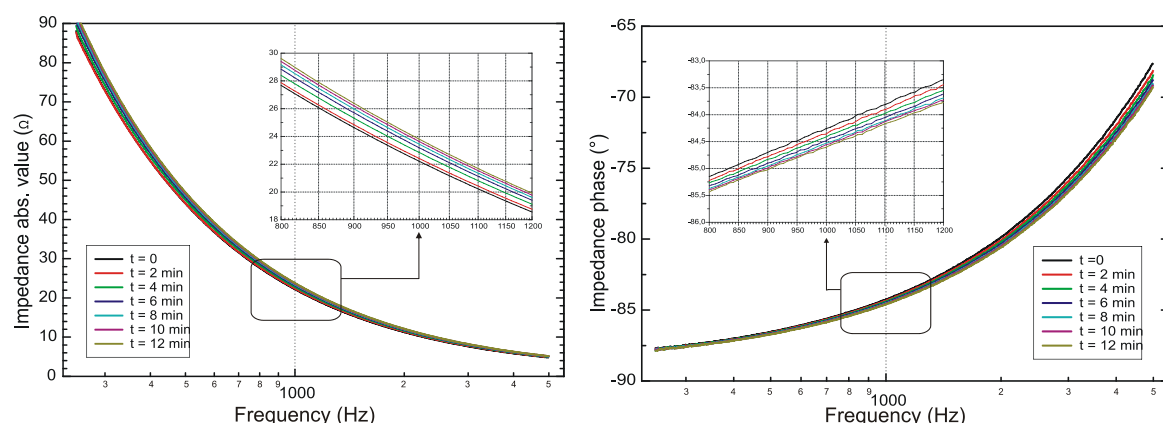
Z rovnice (19) lze odhadnout, že pro dosažení poklesu míry potlačení přenosu vibrací ΔL_{TR} o 20 dB musí efektivní hodnota konstanty tuhosti klesnout stokrát. S ohledem na hodnotu koeficientu elektromechanické vazby konvenčních piezoelektrických keramik, tj. $k^2 = 0.1$, můžeme usoudit z rovnice (20), že relativní odchylka impedance NC-obvodu $\delta Z = \Delta Z / Z_S$ od požadované hodnoty $-Z_S$ musí být menší než 0.1%. K požadovanému snížení hodnoty konstanty tuhosti tedy dochází pouze při kritické hodnotě kapacity NC-obvodu a v jejím velmi úzkém okolí. Z toho plynou požadavky na velkou přesnost a citlivost nastavování kapacity NC-obvodu. NC-obvod lze nastavit na požadovanou hodnotu prostřednictvím dvou laditelných potenciometrů R_0 a R_1 .

Podstatný problém, který je spojený s manuálně nastavovaným systémem pro tlumení přenosu vibrací, je vysvětlen na Obr. 28. Modrá čára představuje časovou závislost přenosu vibrací v systému s manuálně nastaveným NC-obvodem, v prostředí s nestálými vlastnostmi. Systém pro tlumení přenosu vibrací byl nastaven v čase $t = 0,5$ minuty a bylo dosaženo potlačení přenosu vibrací o 20 dB. Následně byl piezoelektrický aktuátor vystaven mírnému tepelnému záření žárovky o výkonu 100W, která byla umístěna ve vzdálenosti 25 cm od aktuátoru. Po třech minutách vzrostl přenos vibrací přibližně o 10 dB [viz rovnice (18)].



Obr. 28. Časový průběh přenosu vibrací poté, co byl NC-obvod nastaven tak, že bylo dosaženo potlačení přenosu vibrací o 20 dB a následně byl piezoelektrický aktuátor skokově vystaven tepelnému záření žárovky (100W) ze vzdálenosti 25 cm. Vlivem tepelného záření došlo během třech minut ke změně impedance (viz Obr. 29) a v důsledku toho také k nárůstu přenosu vibrací cca o 10 dB.

Důvod tohoto snížení účinnosti potlačení přenosu vibrací je vysvětlen pomocí grafů, které vidíme na Obr. 29. Obrázek prezentuje výsledky následujícího experimentu: svorky mechanicky volného piezoelektrického aktuátoru byly připojeny ke spektrálnímu analyzátoru. V čase $t = 0$ byl piezoelektrický aktuátor vystaven tepelnému záření žárovky o výkonu 100W ze vzdálenosti 15 cm. Ve dvouminutových intervalech byla vždy změřena frekvenční charakteristika elektrické impedance piezoelektrického aktuátoru Z_S . Vlevo vidíme absolutní hodnotu a vpravo fázi komplexní impedance.



Obr. 29. Měření frekvenčních charakteristik komplexní impedance piezoelektrického aktuátoru poté, co byl v čase $t=0$ piezoelektrický aktuátor vystaven tepelnému záření žárovky (100W), ze vzdálenosti 15 cm. Vlevo jsou vyneseny absolutní hodnoty a vpravo fáze komplexní impedance aktuátoru. Parametrem je doba působení tepelného záření. V detailu vidíme (na frekvenci $f=1kHz$), že se vlivem tepelného záření během 12 minut změnila komplexní impedance aktuátoru z hodnoty $Z_S = 22,2 \cdot e^{-j84,3^\circ} \Omega$ na hodnotu $Z_S = 23,8 \cdot e^{-j84,6^\circ} \Omega$, což má za následek snížení účinnosti potlačení přenosu vibrací (viz Obr. 28).

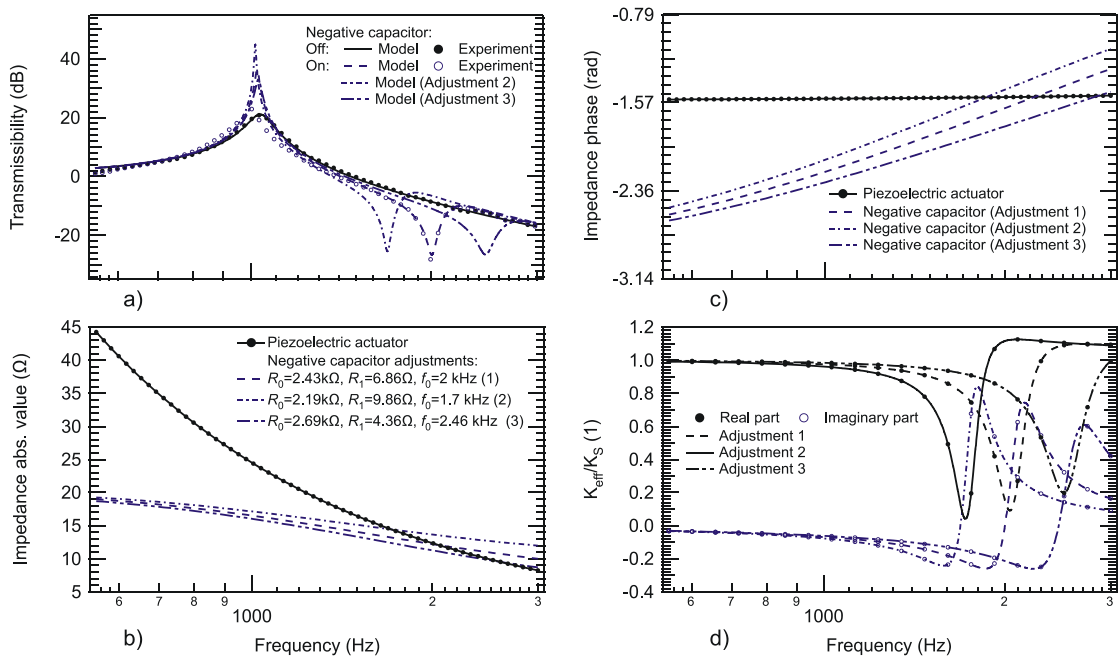
Z detailu grafů můžeme, například na frekvenci $f = 1000Hz$ odečíst, že elektrická impedance piezoelektrického aktuátoru se vlivem tepelného záření během 12 minut změnila z hodnoty $Z_S = 22,2 \cdot e^{-j84,3^\circ} \Omega$ na hodnotu $Z_S = 23,8 \cdot e^{-j84,6^\circ} \Omega$. Absolutní hodnota impedance Z_S se tedy zvýšila o 7,2%. Touto změnou impedance došlo k nárůstu relativní odchylky impedance NC-obvodu od požadované hodnoty $-Z_S$. Impedance NC-obvodu se přitom v čase neměnila, ale v důsledku změny teploty prostředí se měnila požadovaná hodnota. Jak je výše odvozeno, relativní odchylka $\delta Z = \Delta Z / Z_S$ musí být menší než 0,1%. Tím je vysvětlen nárůst přenosu vibrací na Obr. 28. Aby nedocházelo při změnách v okolním prostředí k takto závažnému snížení účinnosti potlačení přenosu vibrací, je nezbytné realizovat adaptivní řízení impedance NC-obvodu tak, aby jeho nastavení vždy odpovídalo okamžité impedanci piezoelektrického aktuátoru Z_S .

4.3.2 Problém automatického nalezení optimálního nastavení NC-obvodu

NC-obvod lze manuálně nastavit pomocí dvou trimrů. Pro automatické nastavení je třeba realizovat elektronicky laditelné rezistory a především navrhnout algoritmus pro

jejich řízení. Tato kapitola si klade za cíl zhodnotit použitelnost matematického modelu systému pro výpočet požadovaných hodnot rezistorů R_0 , R_1 za účelem řízení NC-obvodu. Pro demonstraci byl proveden následující experiment:

Zprvée, byla změřena frekvenční závislost přenosu vibrací skrz piezoelektrický aktuátor se svorkami naprázdno, tj. s odpojeným NC-obvodem. Závislost byla změřena ve frekvenčním pásmu 550 Hz – 3kHz a výsledek je znázorněn plnými kolečky na Obr. 30(a). Naměřená frekvenční závislost přenosu vibrací byla porovnána s odhadem teoretického modelu, viz rovnice (7). Hodnota konstanty tuhosti $K_S = 7.11 \cdot 10^7 \text{ Nm}^{-1}$, hmotnost tlumeného objektu $M = 1.67 \text{ kg}$ a mechanický činitel jakosti piezoelektrického aktuátoru $Q = 11.3$ byly nalezeny metodou nejmenších čtverců. V následujícím kroku byl pro realizaci NC-obvodu užit operační zesilovač LF 356N, který byl zapojen dle schématu na Obr. 19. Napěťový zisk operačního zesilovače LF 356N byl aproximován funkcí $A_u(\omega_0) = A_0/(1 + j\omega/(2\pi f_1))$, kde $A_0 = 105 \text{ dB}$ a $f_1 = 100 \text{ Hz}$.



Obr. 30. Frekvenční charakteristiky přenosu vibrací skrz piezoelektrický aktuátor s paralelně připojeným NC-obvodem (viz Obr. 19), frekvenční průběhy jeho efektivní tuhosti a porovnání impedance aktuátoru s impedancí NC-obvodu, pro tři různá nastavení laditelných rezistorů R_0 , R_1 : a) porovnání naměřených hodnot přenosu vibrací skrz elektricky volný piezoelektrický aktuátor (plná kolečka) a skrz piezoelektrický aktuátor s paralelně připojeným NC-obvodem nastaveným na frekvenci $f=2\text{kHz}$ (prázdná kolečka). Naměřené hodnoty přenosů vibrací jsou porovnány s hodnotami vypočtenými pomocí teoretického modelu. b) absolutní hodnoty elektrických impedancí piezoelektrického aktuátoru (naměřeno) a NC-obvodu pro tři různá nastavení rezistorů R_0 , R_1 (vypočteno). c) fáze elektrických impedancí piezoelektrického aktuátoru (naměřeno) a NC-obvodu (vypočteno a zobrazeno s opačným znaménkem) d) vypočtená reálná a imaginární část efektivní konstanty tuhosti piezoelektrického aktuátoru s připojeným NC-obvodem. (Převzato z [63])

Pro dosažení podmínky dané rovnicemi (16) musí hodnoty potenciometrů R_1 a R_0 odpovídat vztahům:

$$R_0 = \frac{\omega_0^2 C_0 C_S R_2 R_3^2}{1 + \omega^2 C_0^2 R_3^2}, \quad (21a)$$

$$R_1 = \frac{1}{\omega^2 C_0 C_S R_3} - R_S. \quad (21b)$$

Pro zjištění optimálního nastavení NC-obvodu byla změřena pomocí spektrálního analyzátoru HP 4195 frekvenční závislost impedance piezoelektrického aktuátoru a závislost referenční impedance Z_I , které vidíme na Obr. 30(b) a Obr. 30(c). Pomocí metody nejmenších čtverců byly získány tyto hodnoty: $R_S = 1.150 \, \Omega$, $C_S = 6.602 \, \mu\text{F}$, $R_3 = 27.840 \, \Omega$ a $C_0 = 4.686 \, \mu\text{F}$. Tyto hodnoty byly porovnány s přímo naměřenými hodnotami zvolených součástek. Pomocí RLC metru Escort ELS-3133A byly na frekvenci 1 kHz změřeny tyto hodnoty: $R_S = 0,87 \, \Omega$, $C_S = 6.94 \, \mu\text{F}$, $R_3 = 24.50 \, \Omega$ a $C_0 = 5.16 \, \mu\text{F}$. Poté byla změřena hodnota rezistoru $R_2 = 2.40 \, \text{k}\Omega$ a potenciometry uvnitř NC-obvodu byly v souladu s rovnicemi (21) nastaveny na hodnoty $R_0 = 2.41 \, \text{k}\Omega$ a $R_I = 6.93 \, \Omega$. Následně byly hodnoty těchto potenciometrů jemně doladěny tak, aby došlo na frekvenci 2 kHz k potlačení přenosu vibrací o 20 dB, jak můžeme vidět na Obr. 30(a) (křivka s prázdnými kolečky). Naměřená data přenosu vibrací byla nafitována do teoretického modelu daného rovnicemi (7), (12), (13) a (15). Metodou nejmenších čtverců byly získány následující hodnoty: $k^2 = 0.064$, $R_0 = 2.43 \, \text{k}\Omega$ a $R_I = 6.86 \, \Omega$. Pomocí RLC metru byly přímo změřeny hodnoty $R_0 = 2.32 \, \text{k}\Omega$ a $R_I = 6.20 \, \Omega$.

Zde můžeme poznamenat, že relativní odchylka mezi změřenými a z modelu získanými hodnotami rezistorů se pohybuje mezi 5% až 11%. Tato odchylka je výrazně vyšší, než nejvyšší možná relativní odchylka mezi kapacitou NC-obvodu a kapacitou piezoelektrického aktuátoru, která nemá přesáhnout 0.1%. Důvodem těchto rozdílů je uplatnění parazitních kapacit v systému, jejichž zavedení do matematického modelu systému by jej učinilo extrémně složitým. Další nepřesnosti jsou dány tím, že elektronicky řízené potenciometry nelze nikdy absolutně nastavovat na vypočtené hodnoty odporu s potřebnou přesností. Z těchto důvodů je prakticky nemožné dosáhnout optimálního nastavení NC-obvodu pomocí hodnot z teoretického modelu.

4.3.3 Úzké pásmo efektivně potlačených vibrací

Fyzikální podstatu potlačení přenosu vibrací pouze v úzkém frekvenčním pásmu lze snadno vysvětlit pomocí Obr. 30. Na Obr. 30 můžeme vidět srovnání frekvenčních charakteristik komplexních elektrických impedancí piezoelektrického aktuátoru a NC-obvodu. Impedance piezoelektrického aktuátoru byla proměřena spektrálním analyzátozem, data impedance NC-obvodu byla vypočtena. Vidíme zde tři křivky, přičemž parametrem jsou hodnoty rezistorů R_0 , R_1 a kritická frekvence f_0 . Obr. 30(b) a Obr. 30(c) ukazují, že podmínky dané rovnicemi (16a), (16b) jsou splněny pouze na velmi úzkém okolí konkrétní frekvence f_0 . To je příčinou úzkého frekvenčního rozsahu, ve kterém může být dosaženo snížení reálné části efektivní konstanty tuhosti K_{eff} piezoelektrického aktuátoru, jak můžeme vidět na Obr. 30(d). Fakt, že ke změně tuhosti aktuátoru dochází pouze pro jednu frekvenci a její úzké okolí lze demonstrovat také na tom, že dochází pouze k minimálnímu snížení rezonanční frekvence řízením ovlivněného systému.

4.3.4 Charakter signálu efektivně potlačovaných vibrací

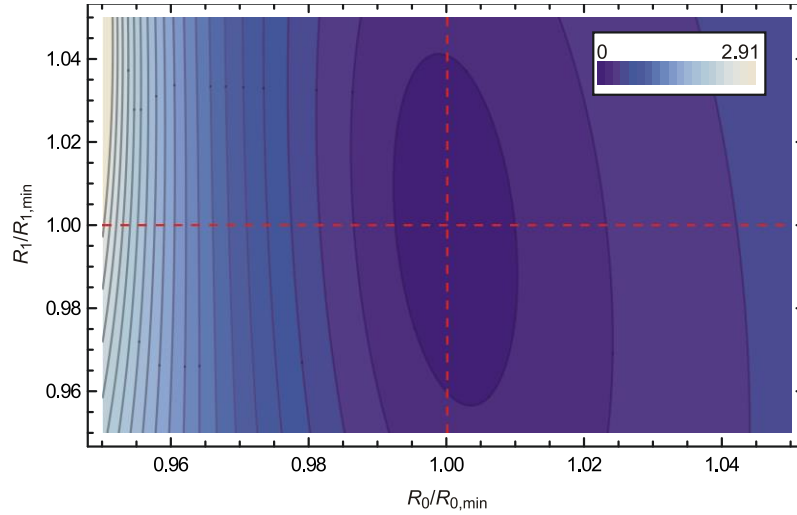
S šířkou pásma efektivně potlačovaných vibrací je úzce spojen charakter signálu potlačovaných vibrací. V předchozí kapitole je diskutován problém velmi úzkého pásma efektivně potlačovaných vibrací. V principu dochází k úplnému potlačení přenosu vibrací, avšak pouze na frekvenci, která náleží průsečíku impedancí piezoelektrického aktuátoru a NC-obvodu. Takový systém je schopen efektivně potlačit pouze velmi úzké frekvenční pásmo vibrací. Bylo by například možné izolovat stroj od vibrací, které mají frekvenci rovnu rezonanční frekvenci jeho konstrukce. Jiná uplatnění takového systému pro potlačení přenosu vibrací se však příliš nenabízí. V případě vystavení systému náročnějším deterministickým či náhodným vibracím jsou tyto vibrace, které se nachází mimo kritickou frekvenci, přeneseny téměř bez měřitelného útlumu. Problém rozšíření frekvenčního pásma efektivně potlačovaných vibrací je řešen v kapitole 6. V teoretickém případě optimalizace NC-obvodu pro celé frekvenční pásmo, by byly potlačovány jakékoli vibrace s mnoha harmonickými složkami, měnícími se fázemi, včetně nedeterministických vibrací, bez ohledu na rychlost a složitost dějů. Bylo by možno potlačovat i náhodný nestacionární signál vibrací. Jinými slovy, teoreticky by nebyla vyžadována znalost charakteru excitovaných vibrací, jejichž přenos má být navrhovanými systémy efektivně potlačován. Z toho vyplývá další potenciální výhoda oproti konvenčním aktivním metodám pro tlumení přenosu vibrací.

5 Adaptivní řízení elastických vlastností piezoelektrických aktuátorů

Z části 4.3.2 lze vyvodit závěr, že přímý výpočet optimálních hodnot parametrů NC-obvodu z matematického modelu systému pro potlačení přenosu vibrací je prakticky nerealizovatelný. Důvodem je značná principiální citlivost systému a vliv neodstranitelných parazitních kapacit a přechodových odporů, které lze sice do matematického modelu zahrnout, ale je prakticky nemožné je v reálném systému identifikovat. V této kapitole je prezentován způsob, kterým lze NC-obvod nastavit pomocí iteračního řídicího algoritmu. Tento způsob adaptivního řízení navrhnul ve své disertační práci T. Sluka [6]. Později bylo prezentováno několik publikací, které byly založeny na tomto řízení [21], [64]. Optimálních hodnot řídicích prvků NC-obvodu je dosahováno, aniž by byly známy, na základě sledování trendu veličin měřených na jeho vnitřních komponentech. Stav těchto sledovaných veličin je implicitně ovlivňován okolními podmínkami a vlivy. Neustálým opakováním procesu, který je popsán v části 5.1, dochází k neustálému přibližování se požadovanému výsledku, při okamžitých podmínkách měnícího se okolního prostředí. Tímto řízením proto není řešen pouze problém automatického nastavení NC-obvodu (viz část 4.3.2), ale také problém velké citlivosti NC-obvodu a malé stability tlumicího efektu s ohledem na nestacionární vlastnosti okolního prostředí (viz část 4.3.1). Pokud má být NC-obvod nastavován automaticky, je potřeba realizovat elektronicky laditelné potenciometry s odpovídajícími vlastnostmi. Návrhy možných řešení jsou prezentovány v části 5.4. Část 5.5 prezentuje výsledky některých realizací adaptivního řízení NC-obvodu pro potlačování přenosu vibrací v úzkém frekvenčním pásmu.

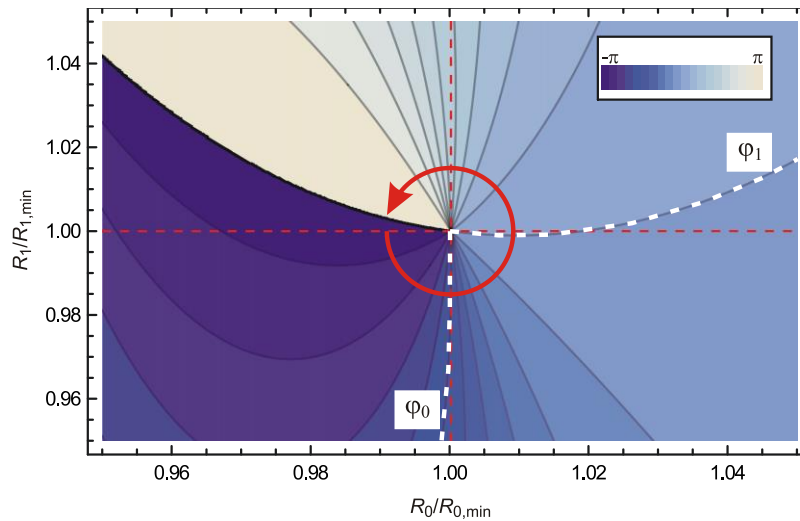
5.1 Algoritmus pro adaptivní řízení NC-obvodu

Řídicí algoritmus, který byl poprvé popsán v práci [6], lze formulovat pomocí analýzy vrstevnicových diagramů, na kterých je vynášena absolutní hodnota a argument obecně komplexní efektivní konstanty tuhosti K_{eff} piezoelektrického aktuátoru s paralelně připojeným NC-obvodem. Kapacita záporného kondenzátoru, který vidíme na Obr. 19, je funkcí odporu rezistorů R_0 a R_I . Na Obr. 31 jsou hodnoty rezistorů R_0 a R_I normalizovány hodnotami $R_{0,min}$ a $R_{I,min}$. Hodnoty $R_{0,min}$ a $R_{I,min}$ reprezentují optimální hodnoty rezistorů R_0 a R_I , při kterých je absolutní hodnota efektivní konstanty tuhosti nulová. Můžeme vidět, že absolutní hodnota K_{eff} dosáhne nuly, pokud platí $R_0/R_{0,min}=1$ a $R_I/R_{I,min}=1$.



Obr. 31. Vrstevnicový graf - absolutní hodnota efektivní konstanty tuhosti K_{eff} piezoelektrického aktuátoru s připojeným NC-obvodem je funkcí hodnot laditelných rezistorů R_0, R_1 (viz Obr. 19). Hodnoty R_0, R_1 jsou normalizovány hodnotami $R_{0,min}$ a $R_{1,min}$ (tj. hodnoty rezistorů R_0, R_1 , při kterých je dosaženo nulové absolutní hodnoty efektivní konstanty tuhosti $K_{eff} = K'_{eff} + jK''_{eff}$). (Převzato z [63])

Zajímavější je graf pro argument efektivní konstanty tuhosti $K_{eff} = K'_{eff} + jK''_{eff}$, který vidíme na Obr. 32. Z obrázku je zřejmé, že hodnota $\arg(K_{eff})$ monotónně roste s tím, jak se bod (R_0, R_1) pohybuje kolem optimálního bodu nastavení $(R_{0,min}, R_{1,min})$ v protisměru hodinových ručiček. Měřením argumentu K_{eff} , tj. $\varphi = \arg(K_{eff})$ tedy získáváme informaci o tom, ve kterém „směru“ se vzhledem k okamžitým hodnotám (R_0, R_1) nachází bod optimálního nastavení $(R_{0,min}, R_{1,min})$.



Obr. 32. Vrstevnicový graf - argument efektivní konstanty tuhosti K_{eff} piezoelektrického aktuátoru s připojeným NC-obvodem je funkcí hodnot laditelných rezistorů R_0, R_1 (viz Obr. 19). Hodnoty R_0, R_1 jsou normalizovány hodnotami $R_{0,min}$ a $R_{1,min}$ (tj. hodnoty rezistorů R_0, R_1 , při kterých je dosaženo nulové absolutní hodnoty efektivní konstanty tuhosti $K_{eff} = K'_{eff} + jK''_{eff}$). (převzato z [63])

Užitím tohoto principu je možné formulovat iterativní řídicí algoritmus následujícím způsobem:

$$R_{0,n+1} = \begin{cases} R_{0,n} + \Delta R_0 & \text{pro } \varphi < \varphi_0, \\ R_{0,n} - \Delta R_0 & \text{pro } \varphi_0 < \varphi < \varphi_0 + \pi, \\ R_{0,n} + \Delta R_0 & \text{pro } \varphi_0 + \pi < \varphi, \end{cases} \quad (22a)$$

$$R_{1,n+1} = \begin{cases} R_{1,n} + \Delta R_1 & \text{pro } \varphi < \varphi_1, \\ R_{1,n} - \Delta R_1 & \text{pro } \varphi > \varphi_1. \end{cases} \quad (22b)$$

Symboły $R_{0,n+1}$, $R_{0,n}$ a $R_{1,n+1}$, $R_{1,n}$ reprezentují hodnotu v příštím kroku a aktuální hodnotu rezistoru R_0 , respektive R_1 . Hodnoty ΔR_0 a ΔR_1 představují velikost kroku, se kterým se rezistory R_0 , R_1 , uvnitř NC-obvodu mění. Symboły φ_0 a φ_1 znamenají kritické hodnoty $\arg(K_{eff})$, které jsou na Obr. 32 vyznačeny. Konkrétní hodnoty φ_0 a φ_1 musí být obvykle zjištěny experimentálně. Následující podkapitola prezentuje jednoduché řešení pro odhad komplexní hodnoty efektivní konstanty tuhosti.

5.2 Odhad argumentu efektivní konstanty tuhosti

Efektivní hodnota konstanty tuhosti je dána poměrem přenesené síly F skrz piezoelektrický aktuátor ku jeho prodloužení Δl , viz rovnice (11). Přenesenou sílu je jednoduše možné měřit pomocí piezoelektrického senzoru síly. Odhad prodloužení aktuátoru může být proveden následujícím způsobem.

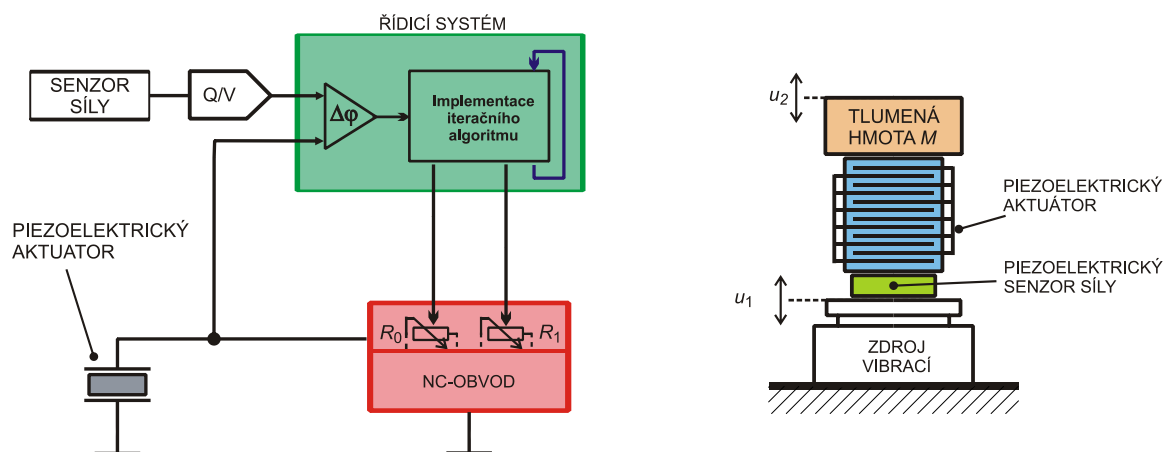
Pokud je NC-obvod udržován v optimálním nastavení, síla přenášená piezoelektrickým aktuátorem je velmi malá. Pokud je přenášená síla F velmi malá, vyplývá z rovnice (5), že první část pravé strany rovnice (9), tj. $(1/K_S)F$ je výrazně menší, než druhá část, tj. dV . V této situaci je prodloužení piezoelektrického aktuátoru dáno především nepřímým piezoelektrickým jevem, tedy je proporcionální velikosti napětí na svorkách připojeného NC-obvodu, tj. $\Delta l \propto V$. Pro odhad argumentu efektivní konstanty tuhosti stačí vypočítat fázový rozdíl mezi signálem ze senzoru síly F a signálem napětí V , které vzniká na svorkách paralelně připojeného NC-obvodu:

$$\arg(K_{eff}) \approx \arg F - \arg V \quad (23)$$

5.3 Princip řízení – elektrické a mechanické uspořádání

Na Obr. 33 vpravo můžeme vidět systém pro potlačení přenosu vibrací, který je doplněn o piezoelektrický senzor síly. Tento senzor síly měří sílu přenášenou skrz

piezoelektrický aktuátor. Tímto senzorem síly je generován jeden ze dvou signálů, které jsou nezbytné pro odhad argumentu efektivní konstanty tuhosti (viz předchozí část 5.2). Druhým nezbytným signálem je napětí snímané přímo na piezoelektrickém aktuátoru, které je úměrné jeho okamžitému mechanickému posunutí. Na Obr. 33 vlevo vidíme elektrické uspořádání systému. Pro jednoduchost uvažujme prozatím pouze harmonické vibrace. Při buzení systému harmonickými vibracemi jsou oba snímané signály rovněž harmonické. Úlohou řídicího systému je neustále počítat okamžitý fázový rozdíl těchto dvou signálů a získávat tak odhad argumentu efektivní konstanty tuhosti. V řídicím systému je rovněž implementován iterační řídicí algoritmus (viz část 5.1), který na základě odhadu argumentu efektivní konstanty tuhosti rozhoduje o zvýšení, respektive o snížení hodnot rezistorů R_0 , R_1 v příštím kroku. Poté, co dojde k přeladění rezistorů R_0 , R_1 uvnitř NC-obvodu o pevně stanovený krok ΔR , dojde současně také ke změně fázového rozdílu mezi snímanými signály. Neustálým opakováním tohoto procesu konvergují hodnoty řídicích rezistorů k optimálním hodnotám a dochází k potlačení přenosu vibrací. Bohužel, v okamžiku, kdy jsou vibrace efektivně potlačeny, přichází řídicí systém o užitečnou informaci ze senzoru síly. Současně s přenosem vibrací je minimalizován i přenos dynamických sil a signál ze senzoru síly se blíží nule (je na úrovni šumu). Proto není možné po dosažení určité úrovně potlačení přenosu vibrací nastavení NC-obvodu nadále optimalizovat. Přesto však lze standardně dosáhnout potlačení přenosu vibrací cca o 20 až 40 dB, jak můžeme vidět v části 5.5, která je věnována příkladům realizace adaptivního potlačování přenosu vibrací v úzkém frekvenčním pásmu.



Obr. 33. Obrázek vpravo: mechanické uspořádání adaptivního systému pro potlačení přenosu vibrací – systém je doplněn o piezoelektrický senzor síly, který měří přenesené síly; Obrázek vlevo: elektrické zapojení adaptivního systému pro potlačení přenosu vibrací – řídicí systém provádí odhad argumentu efektivní konstanty tuhosti viz část 5.2 (měří fázový rozdíl mezi signálem ze senzoru síly a signálem na piezoelektrickém aktuátoru) na jehož základě nastavuje laditelné rezistory R_0 , R_1 (viz Obr. 19) v souladu s iteračním algoritmem řízení (viz část 5.1).

Na závěr je nutné zdůraznit, že piezoelektrický senzor síly není možné chápat jako chybový senzor tak, jak je definován a klasické teorii aktivního potlačování hluku a vibrací. Senzor síly principiálně není nutný k samotnému potlačování přenosu vibrací, ale je funkční pouze v režimu nastavování optimálních hodnot elektronicky laditelných rezistorů v NC-obvodu. V okamžiku, kdy je optimální nastavení nalezeno, senzor síly může být od systému odpojen bez vlivu na potlačení přenosu vibrací. Realizaci elektronicky laditelných potenciometrů je věnována následující část 5.4 .

5.4 Elektronicky laditelné prvky záporně kapacitní impedance

Na Obr. 33 vidíme NC-obvod, který obsahuje elektronicky laditelné rezistory R_0 , R_1 , které jsou nastavovány řídicím systémem. Oba rezistory musí být možné elektronicky měnit s co možná nejmenším krokem, v ideálním případě spojitě (vzhledem k velké citlivosti NC-obvodu, viz část 4.3.1). Rezistor R_1 je zapojený v sérii s piezoelektrickým aktuátorem (viz Obr. 19 – elektrické schéma zapojení NC-obvodu). Komplexní impedance této sériové kombinace se výrazně mění již při malých změnách sériového rezistoru R_1 (v řádu jednotek ohmu). Požadavky na rezistor R_1 jsou tedy následující: 1) rozsah odporu cca 0 až 10 Ω a 2) možnost ladění odporu s co možná nejmenším krokem. Pomocí rezistoru R_0 je nastavován poměr děliče napětí ve zpětné vazbě operačního zesilovače. Rezistor R_0 by proto mělo být opět možné měnit s minimálním krokem a měl by nabývat hodnot cca jednotek až desítek k Ω . Následující podkapitoly prezentují tři možná řešení realizace elektronicky nastavitelných rezistorů pro adaptivní řízení NC-obvodu.

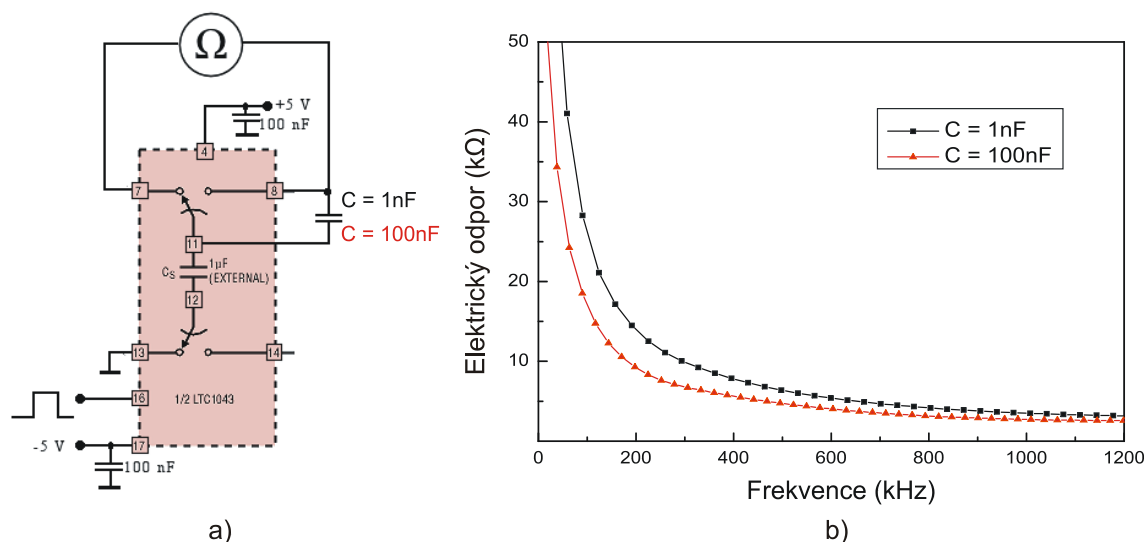
5.4.1 Digitální potenciometry

Jednou z možností je využití komerčně dostupných digitálních potenciometrů. Na trhu je k dispozici řada provedení s různými maximálními hodnotami odporu. Standardně lze použít SMD provedení digitálního potenciometru, který má implementovanou některou standardní sériovou komunikaci. Tento potenciometr lze potom snadno nastavovat například pomocí mikroprocesoru, který daný standard podporuje. Pro naše aplikace je však významný zejména počet úrovní, potažmo velikost kroku, se kterým lze odpor nastavovat. Vzhledem k tomu, že na trhu jsou dostupné nejčastěji potenciometry se 128, 256, 512 nebo výjimečně s 1024 úrovněmi, je zřejmé, že požadavek na přesné nastavení NC-obvodu je tím při jeho značné citlivosti limitován. V principu potom dochází často k jevu, kdy se požadovaná hodnota potenciometru nachází uvnitř intervalu mezi dvěma nastavitelnými úrovněmi odporu. Řídicí systém potom neustále přepíná digitální potenciometry mezi dvěma sousedními hodnotami, NC-obvod nelze nastavit do

optimálního pracovního bodu a vibrace nelze definitivě potlačit na úroveň šumu. Pokud je NC-obvod digitálně řízen, je tím v principu vyloučeno spojitě řízení NC-obvodu. Počet jeho diskretních nastavení vždy závisí například na rozlišení zvoleného D/A převodníku, na počtu úrovní PWM modulovaného řídicího signálu apod. Je však žádoucí, aby výsledný efekt blížící se spojitému řízení nebyl realizací elektronicky laditelných potenciometrů limitován, jako tomu může docházet v případě užití digitálních potenciometrů. Pokud však nejsou požadavky aplikace náročné a je kladen důraz na jednoduchost dostupnost a nízkou cenu, mohou být vhodně zvolené digitální potenciometry optimálním řešením. Příkladem může být například realizace adaptivního systému pro potlačování přenosu vibrací (viz podkapitola 5.5.1), kde je řídicí systém realizován pomocí osmibitového mikroprocesoru, který pomocí sériové SPI komunikace řídí dva 256-ti úrovněv digitální potenciometry.

5.4.2 Spínaná kapacita

Pokud by bylo pro zvolený řídicí systém aplikačně výhodné přeladovat elektronické rezistory R_0 , R_1 změnou frekvence, nabízí se řešení, které vidíme na Obr. 34.



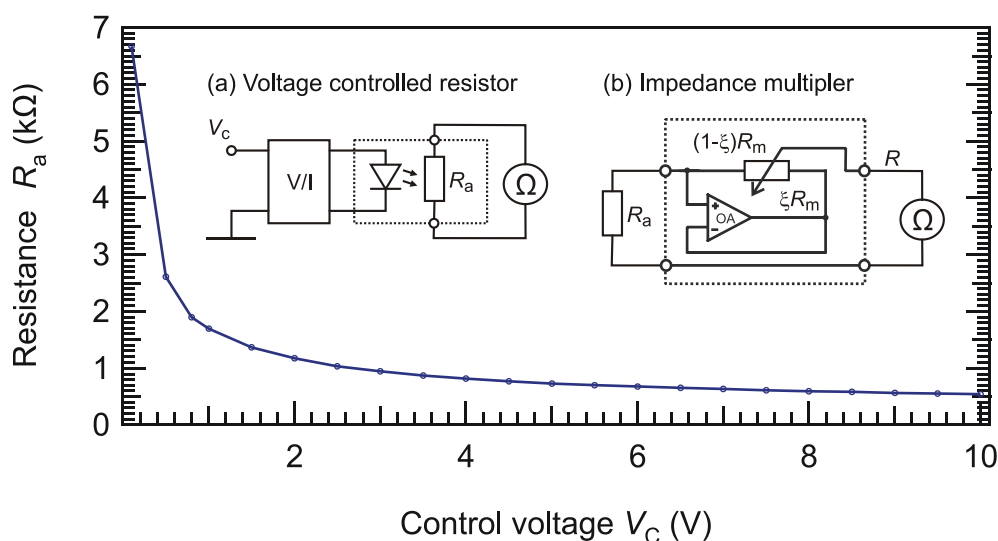
Obr. 34. Realizace elektronicky laditelného rezistoru pomocí spínané kapacity. a) schéma elektrického zapojení s použitím LTC1043– kondenzátor zapojený mezi svorkami 8 a 11 pojme náboj, po přepnutí kontaktu je zkratován a následně po opětovném přepnutí kontaktu opět nabit. Z hlediska svorek 7 a 8 se tak zapojení chová jako rezistor, jehož odpor klesá s rostoucí řídicí frekvencí, jak můžeme vidět na obrázku vpravo. b) frekvenční závislost odporu naměřeného dle schématu vlevo – parametrem je hodnota připojeného kondenzátoru C .

Na Obr. 34(a) vidíme schéma elektrického zapojení s použitím LTC1043, který se běžně používá pro realizaci násobiček a děliček napětí, nábojových pump, měničů frekvence/napětí apod. [65]. V zapojení na obrázku a) pracuje obvod následovně: v taktu

řídící frekvence umožňuje nabíjení kondenzátoru C a jeho následné vybití. Z hlediska svorek 7 a 8 se zapojení chová jako rezistor, jehož odpor s rostoucí řídicí frekvencí klesá, jak vidíme na Obr. 34(b).

5.4.3 Optron-fotorezistor

Dalším způsobem, kterým lze úspěšně NC-obvod přeladovat, je využití dvojice optron-fotorezistorů. Výhodou tohoto analogového způsobu řešení je, že výsledný odpor lze v principu měnit spojitě. Díky tomu lze dosáhnout přesnějšího nastavení NC-obvodu a proto také efektivnějšího potlačení přenosu vibrací.



Obr. 35. Příklad naměřené volt-ohmové charakteristiky elektronicky laditelného rezistoru, který je realizován pomocí optron-fotorezistoru – Napětím V_C lze, užitím převodníku napětí-proud, nastavovat proud tekoucí LED diodou a tedy také intenzitu emitovaného světla. Odpor fotorezistoru R_a závisí na intenzitě dopadajícího světla (a). Pro změnu rozsahu výsledného odporu lze použít dvojbran na obrázku (b). Při správném nastavení lze dosáhnout při změně napětí V_C v rozsahu 0-10V změny odporu R v rozsahu 0-10Ω. Takto lze realizovat elektronicky laditelné rezistory R_0 , R_I pro adaptivní řízení NC-obvodu (viz Obr. 33).

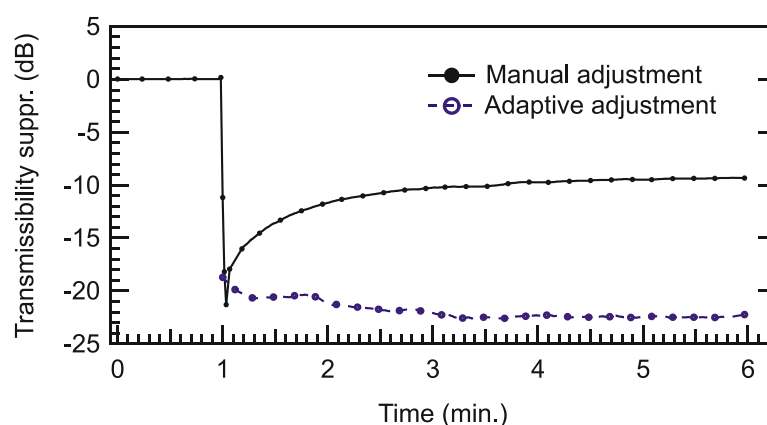
Na Obr. 35 vidíme příklad realizace elektronicky laditelného rezistoru s využitím optron-fotorezistoru. Optron-fotorezistor je optická součástka, která se stává z LED-diody a fotorezistoru ve společném pouzdru. Cílem je řídit výstupní odpor R_a pomocí vstupního napětí V_C . Napětí je pomocí U/I převodníku převedeno na proud, který protéká LED-diodou. Odpor fotorezistoru závisí na intenzitě vyzařovaného světla uvnitř optron-fotorezistoru. Na Obrázku vidíme také příklad naměřené volt-ohmové charakteristiky, která je na intervalu cca 2 V až 10 V téměř lineární. Výsledný odpor lze rovněž nastavovat pomocí PWM (Pulse Width Modulation) signálu, tj. změnou střídy obdélníkového signálu o frekvenci např. 1 kHz (frekvence musí být dostatečná s ohledem na časovou konstantu fotorezistoru). Takto realizovaný elektronicky řízený rezistor již

vyhovuje požadavkům kladeným na rezistor R_0 (viz schéma NC-obvodu na Obr. 19). Rezistor R_1 má být přeladitelný v rozsahu cca 0 až 10 Ω . Jak můžeme vidět na Obr. 35, volt-ohmová charakteristika nabývá na intervalu vstupního napětí V_C 0 – 10 V hodnot cca 7 k Ω – 500 Ω . Proto je nutno použít impedanční měnič, který vidíme na Obr. 35(b). Jedná se o dvojbran, pomocí kterého se rezistor připojený ke vstupním svorkám jeví vzhledem k výstupním svorkám jako rezistor zmenšený v poměru, který lze vnitřním potenciometrem libovolně nastavit. S využitím tohoto impedančního měniče získáváme potenciometr, který vyhovuje požadavkům rezistoru R_1 v zapojení NC-obvodu. Aplikace tohoto principu nastavování NC-obvodu je prezentována na systému pro potlačování přenosu vibrací v části 5.5.2, která demonstruje redukci přenosu vibrací až o 40 dB.

5.5 Příklady realizací adaptivního potlačování přenosu vibrací na úzkém frekvenčním pásmu

V této části disertační práce jsou prezentovány dvě realizace adaptivního systému pro potlačování přenosu vibrací na úzkém frekvenčním pásmu. Aplikací výše prezentovaných principů (viz části 5.1 – 5.4) lze dosáhnout následujícího efektu:

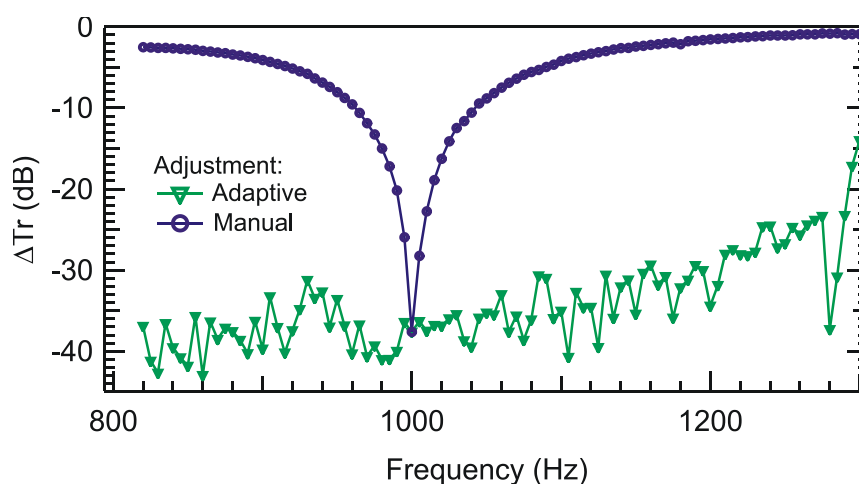
1) pomocí řídicího obvodu je eliminován problém prezentovaný v části 4.3.1, tj. velká citlivost NC-obvodu na změny v prostředí. NC-obvod je adaptován na okamžité okolní podmínky. Prezentované výsledky byly naměřeny na systému, který schematicky vidíme na Obr. 33.



Obr. 36. Porovnání časové závislosti účinnosti potlačení přenosu vibrací s manuálně nastaveným NC-obvodem (plná čára) a s adaptivně řízeným NC-obvodem (přerušovaná čára), při vystavení systému změnám okolní teploty. Systém pro potlačení přenosu vibrací (viz Obr. 33) s optimálně nastaveným NC-obvodem byl připojen k piezoelektrickému aktuátoru v čase 1 min. Následně byla změněna okolní teplota aktuátoru. Při manuálním nastavení NC-obvodu byl během pěti minut zaznamenán pokles potlačení přenosu vibrací cca o 10 dB [viz rovnice (18)]. V případě adaptivně řízeného NC-obvodu byla udržována míra potlačení přenosu vibrací na konstantní hodnotě.

Na Obr. 36 vidíme dvě křivky. Černou křivku s plnými kolečky již známe z Obr. 28. Zachycuje situaci, kdy byl systém vybuzen harmonickými vibracemi o frekvenci 1 kHz a NC-obvod byl manuálně nastaven tak, že bylo dosaženo potlačení přenosu vibrací cca o 20 dB (v čase $t = 1$ min.). Následně byl piezoelektrický aktuátor skokově vystaven tepelnému záření žárovky a během pěti minut vzrostl přenos vibrací o 10 dB. Modrá křivka s prázdnými kolečky prezentuje výsledky naměřené na systému, který je řízen řídicím systémem (viz Obr. 33). Experiment byl opakován. V čase $t = 1$ min. byl NC-obvod řídicím systémem automaticky optimálně nastaven a piezoelektrický aktuátor byl opět vystaven tepelnému záření žárovky. Na obrázku vidíme, že přenos vibrací je stabilně potlačován více než o 20 dB a vliv teplotních změn je efektivně eliminován. Konkrétní realizaci NC-obvodu a řídicího systému, na kterém byly pořízeny tyto naměřené hodnoty, je věnována podkapitola 5.5.1 (viz Obr. 38).

2) pomocí NC-obvodu je, v doposud prezentované konfiguraci, možné efektivně potlačovat pouze harmonické vibrace (viz části 4.3.3). Z Obr. 30 je zřejmé, že pro každou frekvenci vstupních vibrací existují specifické hodnoty pro optimální nastavení NC-obvodu. U manuálně nastaveného NC-obvodu dochází při změně frekvence vstupních vibrací k prudkému nárůstu přenosu vibrací (viz Obr. 37 – modrá křivka). Řídicí obvod je schopen adaptovat NC-obvod na změny frekvence vstupních vibrací automaticky, jak můžeme vidět na Obr. 37 – zelená křivka.



Obr. 37. Pokles přenosu vibrací ΔTr [viz rovnice (24)] s manuálně nastaveným NC-obvodem (modrá čára) a s adaptivně řízeným NC-obvodem (zelená čára). Systém byl vybuzen harmonickými vibracemi na frekvenci 1 kHz a NC-obvod byl manuálně nastaven. Při tomto nastavení NC-obvodu byla změřena frekvenční charakteristika ΔTr (viz modrá čára). Následně bylo aktivováno adaptivní řízení NC-obvodu. Vždy byla změněna frekvence budících vibrací a po automatickém nastavení NC-obvodu bylo změřeno ΔTr (viz zelená čára). Řídicí systém na Obr. 33 vždy adaptuje NC-obvod pro efektivní potlačení harmonických vibrací na vlastní okamžité frekvenci.

Na Obr. 37 je vynesena pokles přenosu vibrací, který je označen symbolem ΔTr . Pod tímto symbolem rozumíme pokles přenosu vibrací při zapnutém NC-obvodu, vůči přenosu vibrací bez NC-obvodu (viz Obr. 20b). Protože přenesené vibrace jsou proporcionálně úměrné přenesené síle, která je měřena senzorem síly (viz Obr. 33), můžeme ΔTr vypočítat z dat naměřených na senzoru síly dle vztahu:

$$\Delta Tr = 20 \log \frac{U_{NC\ on}}{U_{NC\ off}}, \quad (24)$$

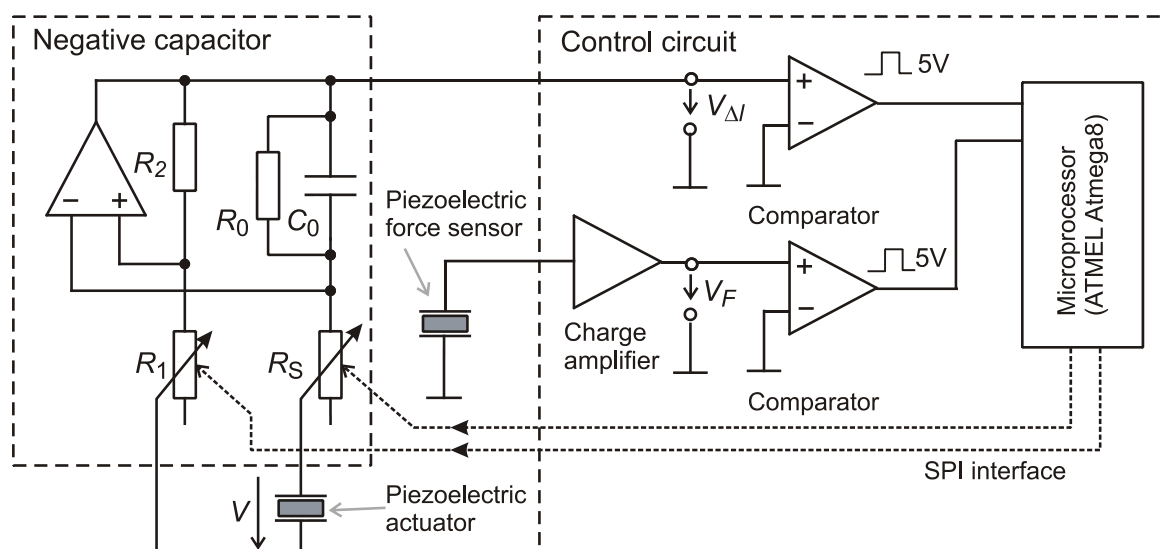
kde $U_{NC\ on}$ je napětí na výstupu nábojového zesilovače senzoru síly s připojeným NC-obvodem a $U_{NC\ off}$ je napětí na výstupu nábojového zesilovače senzoru síly s odpojeným NC-obvodem.

Obrázek zachycuje opět chování systému ve dvou režimech a prezentovaná data byla naměřena následujícím způsobem:

Nejdříve bylo proměřeno $U_{NC-off}(f)$, tedy frekvenční charakteristika přenesené síly bez NC-obvodu. Poté byl NC-obvod nastaven na frekvenci 1 kHz a řídicí systém byl vypnut. Následně bylo proměřeno $U_{NC-on}(f)$, tedy frekvenční charakteristika přenesené síly s připojeným NC-obvodem. Modrá křivka s prázdnými kolečky zobrazuje pokles přenosu vibrací ΔTr , který byl z naměřených dat vypočten dle vztahu (24). Zelená křivka s trojúhelníčky byla naměřena a vypočtena stejným způsobem, s rozdílem, že řídicí systém byl zapnut. Z obrázku je patrné, že ve frekvenčním pásmu širším než 400 Hz byl řídicí obvod při změnách frekvence vstupních vibrací schopen NC-obvod okamžitě přeladovat tak, že bylo dosaženo potlačení přenosu vibrací o více než 30dB. Konkrétní realizaci NC-obvodu a řídicího systému, na kterém byly pořízeny tyto naměřené hodnoty, je věnována část 5.5.2 (viz Obr. 39).

5.5.1 Řídicí systém realizovaný pomocí mikroprocesoru

V této části je prezentována realizace řídicího systému pomocí mikroprocesoru. Výhodou této realizace je jednoduchost a nízké finanční náklady. Řídicí systém se skládá z mikroprocesoru ATMEL Atmega8, jehož cena se pohybuje kolem osmdesáti korun a z několika operačních zesilovačů a diskrétních součástek. NC-obvod je řídicím systémem přeladován prostřednictvím dvou digitálních potenciometrů, které je možné mikroprocesorem nastavovat sériovou komunikací SPI (Serial Peripheral Interface) s rozlišením na 256 úrovní.



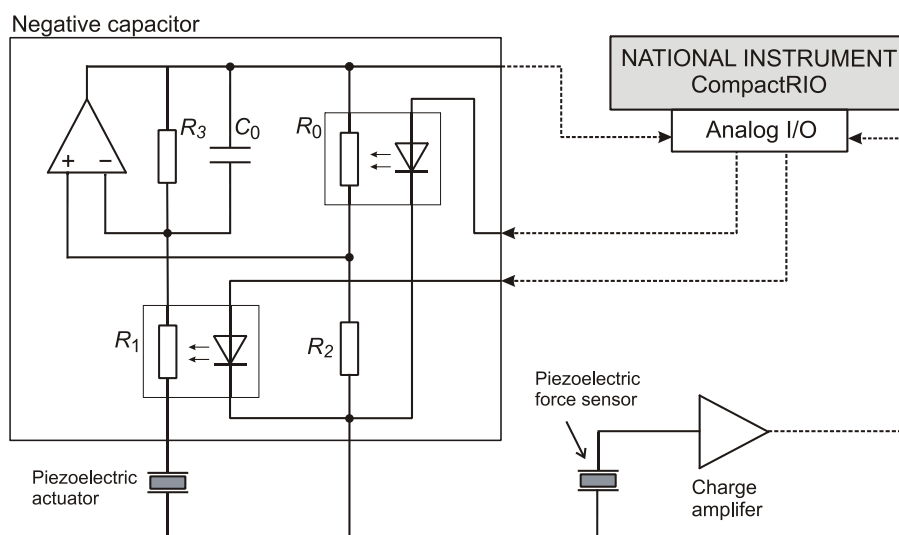
Obr. 38. Adaptivní řízení NC-obvodu pomocí mikroprocesoru Atmel Atmega8. NC-obvod je přeladován prostřednictvím dvojice digitálních potenciometrů (256 úrovní), které jsou mikroprocesorem nastavovány pomocí SPI komunikace, na základě měření fázového rozdílu signálů ze senzoru síly (úměrný přenesené síle) a z piezoelektrického aktuátoru (úměrný okamžitému prodloužení) – viz rovnice (22). Měření fázového posuvu: sinusové signály jsou pomocí komparátorů převedeny na obdélníky se shodnou fází jako má původní harmonický signál. Fázový posuv je vypočítáván z doby mezi náběžnými hranami obou signálů a z doby jedné periody. (Převzato z [64])

Na Obr. 38 se nachází zapojení NC-obvodu a řídicího systému. V části 5.1 a 5.2 je popsán algoritmus pro řízení digitálních potenciometrů, kterými je NC-obvod přeladován. Je potřeba změřit fázový posuv mezi signály ze senzoru síly a z výstupu NC-obvodu. Fázový posuv je změřen následujícím způsobem: vzhledem k tomu, že systém je buzen výhradně harmonickými vibracemi, je možné oba sinusové signály pomocí napěťových komparátorů převést na dva obdélníkové průběhy. Mikroprocesor disponuje dvěma hardwarovými čítači, kterými lze měřit dobu mezi náběžnými hranami obdélníkových průběhů a také dobu jejich periody. Z těchto dvou naměřených časů lze snadno vypočítat fázový posuv mezi signály a to s velkou přesností. Maximální taktovací kmitočet zvoleného mikroprocesoru je 16MHz, což znamená, že fázový rozdíl dvou sinusových průběhů o frekvenci například 1 kHz bude změřen s přesností na 1/16000. Podle zjištěného fázového posuvu jsou dle iteračního řídicího algoritmu (viz podkapitola 5.1) upraveny hodnoty digitálních potenciometrů o jeden krok. Proces se cyklicky opakuje až dojde k takovému potlačení přenosu vibrací, že se amplituda signálu na senzoru síly nachází na úrovni šumu. V takovém případě se systém buď ustálí ve stavu, kdy jsou oba digitální potenciometry neusále přeladovány mezi dvěma sousedními hodnotami, nebo je možné pomocí dalšího komparátoru (po usměrnění signálu z nábojového zesilovače senzoru síly) hlídat amplitudu přenesené síly a po potlačení přenosu vibrací pod nastavenou mez zastavit přeladování NC-obvodu. V takovém případě lze v principu

nastavit libovolná nenulová amplituda přenesených harmonických vibrací, která je systémem stabilizována vzhledem k amplitudě vstupních vibrací, která se může měnit.

5.5.2 Řídicí systém realizovaný pomocí CompactRIO-9014

V této části okrajově zmíním další z realizací adaptivního řízení NC-obvodu. Jak vidíme na Obr. 39, pro přeladování NC-obvodu byla použita dvojice optron-fotorezistorů (viz část 5.4.3). Tímto systémem bylo dosaženo potlačení přenosu vibrací až o 40 dB, viz Obr. 37. Pro řízení byl použit řídicí systém National Instrument CompactRIO-9014. Jedná se o řídicí systém, který lze rozšiřovat o různé moduly tak, aby vyhovoval širokému spektru aplikací. Tento systém lze uživatelsky přívětivě programovat z grafického prostředí v LabVIEW. Signály ze senzoru síly a z výstupu NC-obvodu jsou přímo zpracovávány a optron-fotorezistory jsou přeladovány s vysokým rozlišením.



Obr. 39. Adaptivní řízení NC-obvodu pomocí řídicího systému CompactRio od National Instrument. NC-obvod je přeladován prostřednictvím dvojice optron-fotorezistorů, které jsou řídicím systémem nastavovány pomocí D/A převodníků napětím, na základě měření fázového rozdílu signálů ze senzoru síly (úměrný přenesené síle) a signálu na výstupu operačního zesilovače (úměrný okamžitému prosloužení). Implementovaný algoritmus - viz rovnice (22).

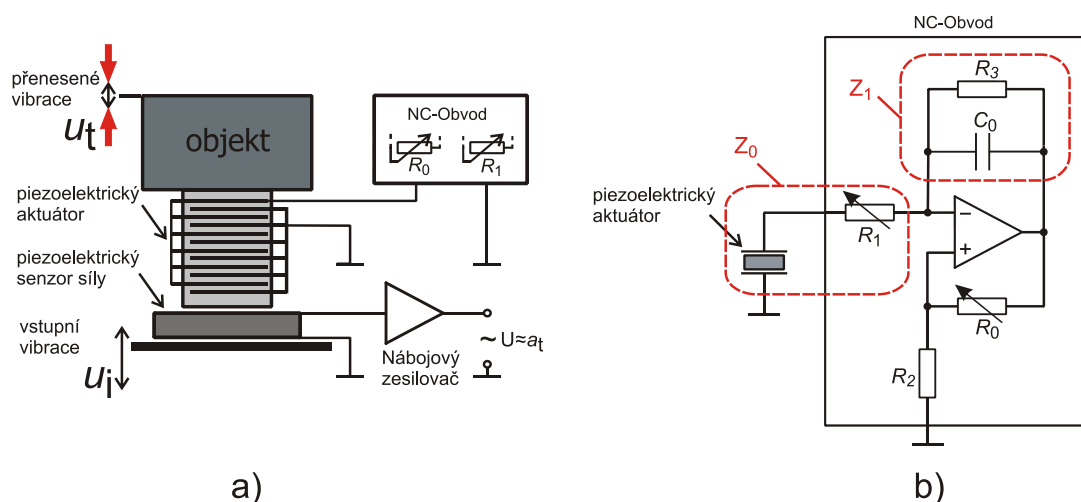
Při této realizaci šlo především o vývoj vhodných elektronicky laditelných potenciometrů pro přeladování NC-obvodu napětím (viz podkapitola 5.4) a nebylo žádoucí být limitován řídicím systémem. Vzhledem k tomu, že byl aktuálně k dispozici modul NI 9263, což je čtyř-kanálový 16-bitový analogový výstupní modul, byl právě tento řídicí systém vhodný.

6 Rozšíření frekvenčního pásma potlačování přenosu vibrací

V části 5.5 jsou prezentovány dvě realizace adaptivního potlačování přenosu vibrací. V těchto realizacích je zahrnuto veškeré výše prezentované know-how. Velkou nevýhodou však je fakt, že efektivně lze potlačit v širokém frekvenčním spektru libovolnou, ovšem vždy jedinou frekvenci vstupních vibrací, tedy výhradně harmonické vibrace (viz podkapitola 4.3.3). Tento fakt je velkým hendikepem pro praktické uplatnění metody v reálných aplikacích. Dalším krokem je proto navrhnout řešení pro účinné potlačování přenosu vibrací s více harmonickými složkami včetně šumové složky. Tomuto problému je věnována tato kapitola.

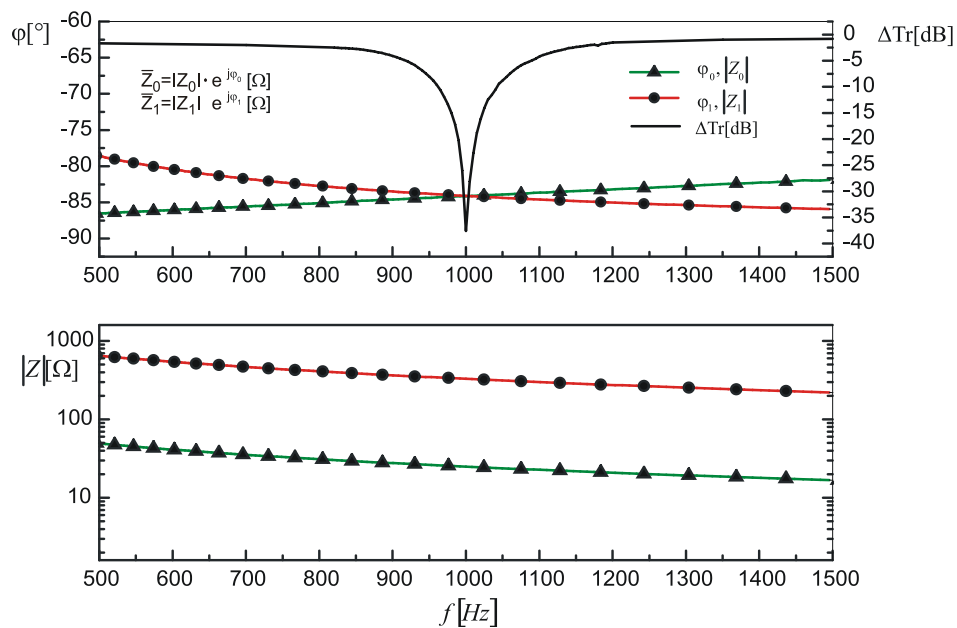
6.1 Optimální nastavení NC obvodu z hlediska impedancí

Úkolem této části je ukázat situaci, kdy je NC-obvod pro tlumení vibrací optimálně nastaven z hlediska jednotlivých impedancí ve zpětných vazbách operačního zesilovače. Na Obr. 40(b) je zobrazeno elektrické schéma NC-obvodu. Paralelní kombinaci R_3 a C_0 ve zpětné vazbě budeme nadále nazývat referenční impedancí Z_1 a sériovou kombinaci piezoelektrického aktuátoru a potenciometru R_1 uvnitř NC-obvodu budeme označovat Z_0 . Na Obr. 40(a) vidíme opět systém pro potlačení přenosu vibrací s připojeným NC-obvodem, který lze přeladovat změnou potenciometrů R_0 a R_1 , protentokrát ručně. Piezoelektrický senzor síly měří přenesené síly pro výpočet ΔTr dle vztahu (24).



Obr. 40. Systém pro potlačení přenosu vibrací doplněný o piezoelektrický senzor síly pro možnost měření přenesených sil a výpočet poklesu přenosu vibrací ΔTr (a). Elektrické schéma NC-obvodu s paralelně připojeným piezoelektrickým aktuátorem. Paralelní kombinace R_3 a C_0 ve zpětné vazbě představuje referenční impedanci Z_1 a sériová kombinace piezoelektrického aktuátoru a potenciometru R_1 uvnitř NC-obvodu tvoří impedanci Z_0 (b).

Následující experiment ukazuje, jaké podmínky (z hlediska vyznačených impedancí) musí být splněny pro dosažení tlumicího efektu. Frekvence vstupních vibrací byla nastavena na 1 kHz a obvod byl poté na tuto frekvenci manuálně nastaven tak, že byl přenos vibrací potlačen cca o 35 dB. Poté byl změřen pokles přenosu vibrací ΔTr , který vidíme na Obr. 41 nahoře (černá křivka). Následně byly od NC-obvodu odpojeny a změřeny komplexní impedance Z_0 , Z_1 [viz Obr. 40(b)], jejichž frekvenční průběhy vidíme na Obr. 41. Zelená křivka s trojúhelníčky náleží impedanci Z_0 a červená křivka s kolečky náleží referenční impedanci Z_1 , přičemž na spodním obrázku jsou vyneseny absolutní hodnoty a na horním obrázku fáze obou komplexních impedancí.



Obr. 41. Frekvenční závislosti absolutní hodnoty a fáze impedancí Z_0 , Z_1 (viz Obr. 40) a frekvenční charakteristika poklesu přenosu vibrací ΔTr . Měření byla provedena poté, co byl NC-obvod manuálně nastaven na frekvenci 1 kHz. Vibrace jsou efektivně potlačeny v úzkém okolí frekvence, na které se protínají fáze impedancí Z_0 , Z_1 . Poměr absolutních hodnot těchto impedancí je zároveň na frekvenci 1 kHz roven poměru rezistorů R_0 , R_2 . Z tohoto experimentu jsou odvozeny podmínky pro optimální nastavení NC-obvodu z hlediska impedancí Z_0 , Z_1 , které jsou formulovány rovnicemi (25) a (26).

Podívejme se nyní na naměřené skutečné hodnoty jednotlivých obvodových prvků NC-obvodu (naměřeno na frekvenci 1 kHz). Pomocí spektrálního analyzátoru HP 4195A a RLC-metru byly naměřeny následující hodnoty:

$$Z_1 = 329,13 \cdot e^{-j84,11} \Omega, \quad Z_0 = 24,95 \cdot e^{-j84,14} \Omega, \quad R_0 = 55,80 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 4,20 \text{ k}\Omega.$$

Můžeme konstatovat, že argumenty obou impedancí se téměř shodují (liší se o tři setiny stupně), a rovněž poměry $|Z_1|/|Z_0| = 13,19$ a $R_0/R_2 = 13,28$ se liší o devět setin ohmu. Z obrázku je zřejmé, že průběhy absolutních hodnot obou impedancí jsou v celém měřeném frekvenčním pásmu rovnoběžné. Proto bude i jejich poměr v celém pásmu

konstantní. Ovšem ke shodě fází obou impedancí dochází pouze v jediném bodě, na frekvenci kde se oba průběhy fází protínají a právě na této frekvenci také dochází k potlačení přenosu vibrací (viz Obr. 41). Výsledkem experimentu tedy je, že tlumícího efektu je dosaženo tehdy, když jsou impedance Z_0, Z_1 ve fázi, tedy platí:

$$\varphi_1 - \varphi_2 = 0 \quad (25)$$

a zároveň poměr jejich velikostí je roven poměru rezistorů R_0, R_2 , tedy:

$$\frac{|Z_1|}{|Z_0|} = \frac{R_0}{R_2} \quad (26)$$

Ve stavu, kdy je splněna podmínka daná rovnicí (25), je vykompenzována imaginární složka ve zpětné vazbě operačního zesilovače NC-obvodu, neboť platí:

$$\frac{Z_1}{Z_0} = \frac{|Z_1| \cdot e^{j\varphi_1}}{|Z_0| \cdot e^{j\varphi_0}} = \frac{|Z_1| \cdot e^{j(\varphi_1 - \varphi_0)}}{|Z_0|} = \frac{|Z_1|}{|Z_0|} \quad (27)$$

Zároveň můžeme konstatovat, že v tomto pracovním bodě se obvod s operačním zesilovačem na Obr. 40(b) nachází na mezi stability, což koresponduje s praktickou zkušeností. V okamžiku, kdy se NC-obvod nachází v optimálním pracovním bodě a následně se sníží potenciometr R_0 , zvýší se přenos ve zpětné vazbě na neinvertující vstup operačního zesilovače a převládne kladná zpětná vazba, která obecně činí systém nestabilním. Praktická zkušenost je taková, že pokud dojde k nepatrnému přesáhnutí meze stability, systém pracuje v režimu záporné elasticity (viz Obr. 18 - červená přerušovaná čára), potom dochází k tomu, že vstupní vibrace prochází skrz aktuátor s opačnou fází, přičemž amplituda přenesených vibrací může přerůst amplitudu vstupních vibrací. Při dalším snížení potenciometru R_0 se stane obvod nestabilním, čímž je destabilizován rovněž systém aktuátor-tlumená hmota.

Ke stejným závěrům, ke kterým jsme dospěli na základě experimentu, dojdeme také na základě jednoduchého matematického modelu. Na Obr. 40(a) vidíme opět piezoelektrický objemový aktuátor, který je paralelně připojen k NC-obvodu. Tento piezoelektrický element izoluje tlumený objekt o hmotnosti m od zdroje vibrací, který budí systém vstupními vibracemi $u_i(t) = U_i \cdot e^{i\omega t}$. Pohyb tlumeného objektu je popsán pohybovou rovnicí

$$m \frac{d^2 u_t}{dt^2} = F(t), \quad (28)$$

kde $u_t(t) = U_t \cdot e^{i\omega t}$ je časová závislost přenesených vibrací,

$$F(t) = K^{eff}[u_t(t) - u_i(t)], \quad (29)$$

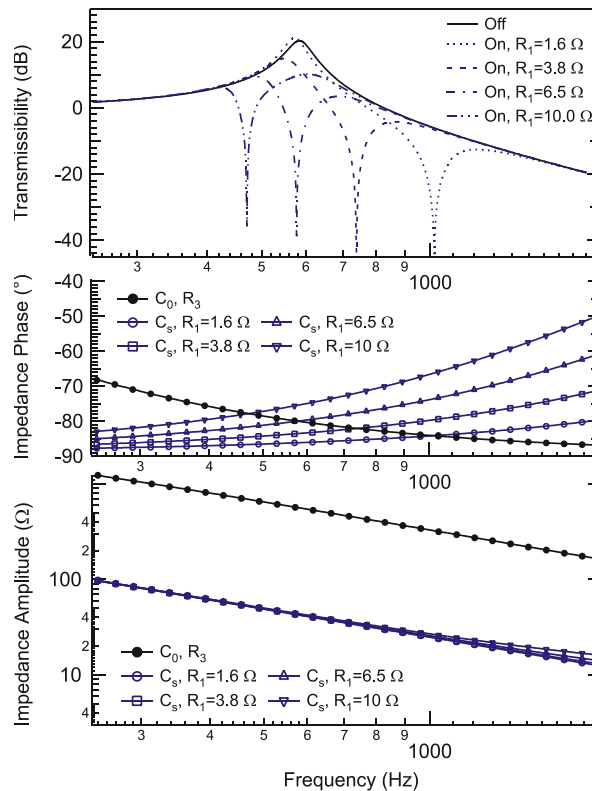
a K^{eff} jsou síla přenesená skrz piezoelektrický aktuátor a jeho efektivní konstanta tuhosti. Přenos vibrací skrz mechanický systém je definován jako poměr amplitudy přenesených vibrací U_t ku amplitudě vstupních vibrací U_i vzhledem k referenčnímu bodu:

$$TR = |U_t/U_i|. \quad (30)$$

Po vyřešení rovnic (28), (29) získáváme rovnici pro přenos vibrací ve tvaru:

$$TR = \left| \frac{K^{eff}}{K^{eff} - m\omega^2} \right|. \quad (31)$$

Na Obr. 42 nahoře vidíme výsledky numerické simulace frekvenční závislosti přenosu vibrací, která byla získána kombinací rovnic (31), (11), (12), (13). Vstupními daty pro tuto simulaci byla naměřená data komplexních impedancí Z_0 , Z_1 [viz Obr. 40(b)], jejichž frekvenční závislosti byly změřeny pomocí spektrálního analyzátoru.



Obr. 42. Vliv frekvenčních průběhů impedancí Z_0 a Z_I (viz Obr. 40b) na frekvenční charakteristiku přenosu vibrací skrz piezoelektrický aktuátor s paralelně připojeným NC-obvodem (viz Obr. 40a). Černé křivky na spodních dvou obrázcích jsou naměřená absolutní hodnota a fáze referenční impedance Z_I (naměřeno) a modré křivky jsou absolutní hodnota a fáze komplexní impedance Z_0 (naměřeno). Parametrem je hodnota rezistoru R_I . Na horním obrázku je přenos vibrací s odpojeným NC-obvodem (černá, plná čára - naměřeno) a přenosy vibrací s připojeným NC-obvodem pro různé hodnoty rezistoru R_I (přerušované čáry – vypočteno z modelu systému). Vibrace jsou efektivně potlačeny na frekvenci, kde se fáze obou impedancí protínají. Navíc je z prostředního obrázku zřejmé, že pokud je fáze impedance Z_0 (modrá křivka) větší, než fáze impedance Z_I (černá křivka), je nutno pro dosažení optimálního nastavení NC-obvodu rezistor R_I zmenšovat, a naopak. (převzato z [66])

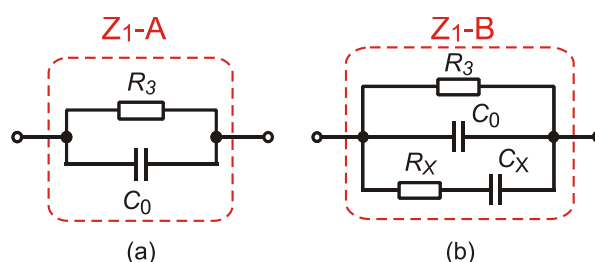
Na spodním obrázku vidíme absolutní hodnoty a na prostředním fáze obou komplexních impedancí, přičemž černé křivky náleží referenční impedanci Z_I ($R_3 = 3 \text{ k}\Omega$, $C_0 = 470 \text{ nF}$) a modré křivky náleží impedanci Z_0 , tedy sériové kombinaci piezoelektrického aktuátoru a rezistoru R_I . Parametrem impedance Z_0 je hodnota rezistoru R_I .

Z naměřených dat a z výsledku modelu, stejně tak jako z výsledků výše prezentovaného experimentu vyplývá, že problém velmi úzkého frekvenčního pásma efektivně potlačovaných vibrací spočívá v různosti frekvenčních závislostí impedancí Z_0 , Z_I . Pokud budou tyto impedance různé, potom buď nemají žádný průsečík (NC-obvod nelze optimálně nastavit pro žádnou frekvenci), nebo mají jeden průsečík na určité kritické frekvenci. Pokud bude systém buzen vibracemi o této frekvenci, jejich přenos

bude efektivně potlačen. V úzkém okolí této kritické frekvence však přenos vibrací prudce roste (viz např. Obr. 43). Jak už bylo dříve řečeno, problém spočívá v tom, že pro každou frekvenci potlačovaných vibrací je optimální různé nastavení NC-obvodu. Pro široko-frekvenční tlumení přenosu vibrací je nezbytné, aby podmínky vyplývající z rovnic (25), (26) byly splněny na širokém frekvenčním pásmu. Potom bude systém při jednom diskrétním nastavení NC-obvodu schopen potlačovat přenos vibrací v širokém frekvenčním pásmu. Této problematice je věnována následující podkapitola.

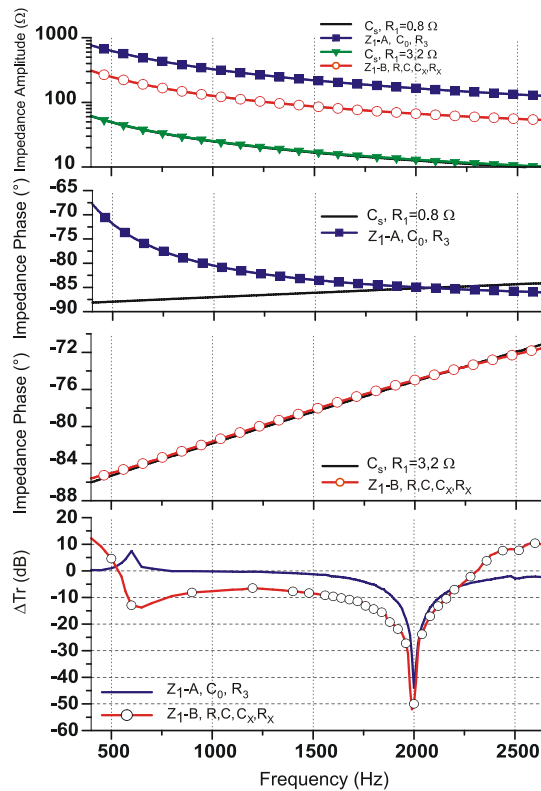
6.2 Princip rozšíření frekvenčního pásma

Pro rozšíření frekvenčního pásma efektivně potlačovaných vibrací je nutné vzájemné přizpůsobení elektrických impedancí piezoelektrického aktuátoru a NC-obvodu. Frekvenční závislost impedance piezoelektrického aktuátoru je dána použitým materiálem a konstrukcí. Proto je nutné požadovaným způsobem modifikovat frekvenční závislost impedance NC-obvodu, která je určena interní referenční impedancí Z_I . Jednoduchá paralelní kombinace kondenzátoru C_0 a rezistoru R_3 , viz Obr. 40(b), musí být nahrazena složitější RC sítí, kterou vidíme na Obr. 43(b).



Obr. 43. Elektrické schéma referenční impedance Z_I , která je součástí NC-obvodu (viz Obr. 40b). Zapojení vlevo umožňuje potlačení přenosu vibrací pouze na úzkém frekvenčním pásmu (a) a zapojení vpravo umožňuje potlačení přenosu vibrací v širokém frekvenčním pásmu (b). (Převzato z [66])

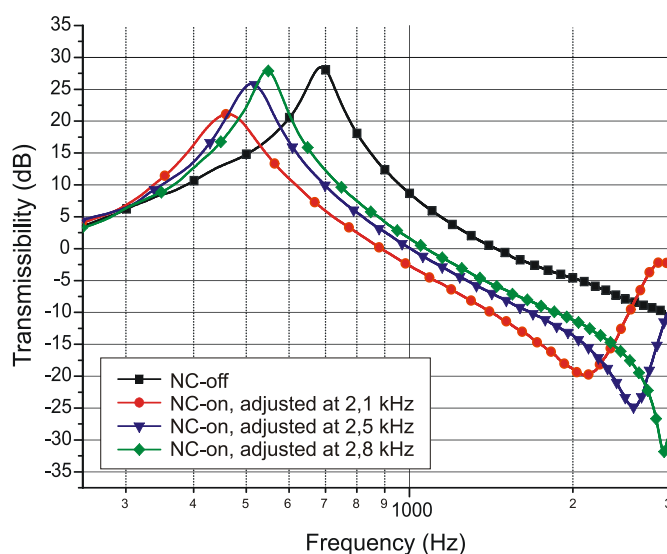
Na Obr. 43(b) vidíme modifikovanou referenční impedanci NC-obvodu, jejíž frekvenční charakteristika je funkcí R_3 , C_0 , R_X , C_X . Princip rozšíření frekvenčního pásma efektivně potlačovaných vibrací spočívá v nalezení takových parametrů této referenční impedance, při kterých se její frekvenční průběh v co nejširším frekvenčním pásmu blíží impedanci Z_0 .



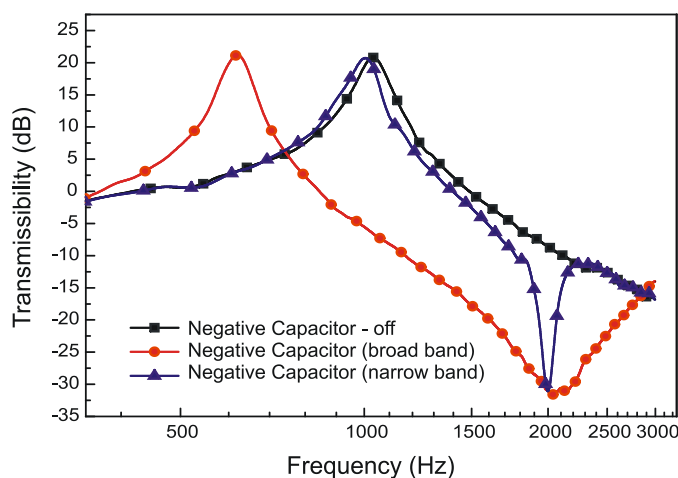
Obr. 44. Efekt vzájemného přizpůsobení absolutních hodnot a fází impedance piezoelektrického aktuátoru a referenční impedance Z_I . Horní obrázek: absolutní hodnoty impedance Z_0 pro dvě hodnoty R_I (černá a zelená čára), úzkopásmové referenční impedance Z_I (modrá čára) a širokopásmové referenční impedance Z_I (červená čára). Druhý obrázek od shora: porovnání frekvenčních charakteristik fází impedance Z_0 a úzkopásmové referenční impedance Z_I (viz Obr. 43a). Třetí obrázek od shora: porovnání frekvenčních charakteristik fází impedance Z_0 a širokopásmové referenční impedance Z_I (viz Obr. 43b). Spodní obrázek: porovnání poklesu přenosu vibrací ΔTr s užitím úzkopásmové (modrá čára) a širokopásmové (červená čára) referenční impedance Z_I . Bylo dosaženo potlačení přenosu vibrací cca 10dB na frekvenčním pásmu 500 – 2000 Hz. (Převzato z [66])

Z Obr. 44 je zřejmý efekt impedančního přizpůsobení. V horních třech obrázcích vidíme frekvenční průběhy impedancí Z_0 , Z_I [viz Obr. 40(b)]. Jsou zde porovnávány průběhy impedancí Z_0 s jednoduchou referenční impedancí Z_{I-A} [viz Obr. 43(a)] a průběhy impedancí Z_0 s modifikovanou referenční impedancí Z_{I-B} [viz Obr. 43(b)]. Na prvním obrázku od shora jsou vyneseny absolutní hodnoty impedancí. Z tohoto obrázku je zřejmé, že absolutní hodnoty impedancí jsou v celém frekvenčním pásmu rovnoběžné a jejich poměr je tedy v širokém frekvenčním pásmu konstantní. Podmínka popsání rovnicí (26) proto může být vhodnou volbou rezistorů R_0 , R_2 bez problémů splněna v širokém frekvenčním pásmu. Na druhém obrázku od shora jsou vyneseny fáze impedancí Z_0 a fáze jednoduché referenční impedance Z_{I-A} . Můžeme vidět, že průběhy se značně liší a protínají se na frekvenci 2kHz. Na spodním obrázku je vynesena křivka poklesu přenosu vibrací ΔTr (modrá křivka), který byl změřen po připojení těchto impedancí do NC-obvodu. Přenos vibrací byl potlačen cca o 40 dB, ovšem pouze na úzkém frekvenčním pásmu,

neboť podmínka popsaná rovnicí (25) je splněna pouze v průsečíku obou průběhů. Na třetím obrázku od shora jsou vyneseny fáze impedancí Z_0 a fáze modifikované referenční impedance Z_{1-B} , která byla impedancí Z_0 přizpůsobena (viz podkapitola 6.3). Můžeme vidět, že průběhy se opět protínají se na frekvenci 2kHz, ovšem jejich vzájemná relativní odchylka je velmi malá v širokém frekvenčním pásmu od cca 600 Hz do 2,2 kHz. Na spodním obrázku je vynesena pokles přenosu vibrací ΔTr (červená křivka), který byl změřen po připojení těchto impedancí do NC-obvodu. Přenos vibrací byl kromě potlačení o více než 40 dB na frekvenci 2kHz potlačen cca o 10 dB na frekvenčním pásmu od cca 600 Hz do 2,2 kHz, neboť podmínka popsaná rovnicí (25) je s malou odchylkou splněna v celém tomto frekvenčním pásmu. Tím byl princip rozšíření frekvenčního pásma ověřen.



Obr. 45. Přenosové funkce systému pro potlačení přenosu vibrací. NC-obvod je přizpůsoben pro široko-frekvenční pásmo tlumení. Parametrem je různá frekvence, pro kterou je NC-obvod optimálně nastaven. (Převzato z [66])



Obr. 46. Porovnání přenosových funkcí systému pro potlačení přenosu vibrací s vypnutým NC-obvodem (černá čára), s úzkofrekvenčně přizpůsobeným NC-obvodem optimálně nastaveným pro frekvenci 2kHz a s širokofrekvenčně přizpůsobeným NC-obvodem optimálně nastaveným pro frekvenci 2kHz.

Na Obr. 45 vidíme přenosové funkce systému, které byly měřeny pomocí aparatury – viz kapitola 3. Systém byl buzen bílým šumem a pomocí FFT (**F**ast **F**ourier **T**ransformation) byla vypočtena spektra vstupních a přenesených vibrací. Černá křivka je přenos systému s odpojeným NC-obvodem. Červená, modrá a zelená křivka jsou přenosy systému s NC obvodem, jehož referenční impedance byla přizpůsobena impedanci použitého aktuátoru (viz Obr. 44- třetí od shora). Postupně byl NC-obvod manuálně nastaven na frekvenci 2,1 kHz, 2,5 kHz a 2,8 kHz. Z obrázku je zřejmé, že pouhou změnou nastavení NC-obvodu získáváme různé přenosové funkce téhož systému (přenosovou funkci lze libovolně modifikovat dle potřeb případné aplikace). Podíváme-li se např. na černou a na červenou křivku, zjistíme, že přenos s připojeným NC-obvodem byl oproti přenosu bez NC-obvodu potlačen o více než 10 dB na frekvenčním pásmu od cca 600 Hz – 2,2 kHz. To znamená, že pomocí piezoelektrického aktuátoru s připojeným, takto nastaveným NC-obvodem bude efektivně potlačen přenos jakýchkoli vibrací (obecného signálu) uvnitř tohoto širokého frekvenčního pásma (tedy ne pouze harmonické vibrace). Dalším důsledkem toho, že pomocí připojeného NC-obvodu došlo k výraznému snížení efektivní tuhosti piezoelektrického aktuátoru v širokém frekvenčním pásmu, je výrazný pokles rezonanční frekvence (viz Obr. 45) na rozdíl od úzkopásmového tlumení přenosu vibrací, kdy bylo výrazného snížení efektivní tuhosti aktuátoru docíleno pouze v úzkém frekvenčním pásmu okolo 2 kHz, avšak bez vlivu na rezonanční frekvenci systému (viz také Obr. 46).

Následující dvě části se věnují problematice určení vhodných parametrů referenční impedance.

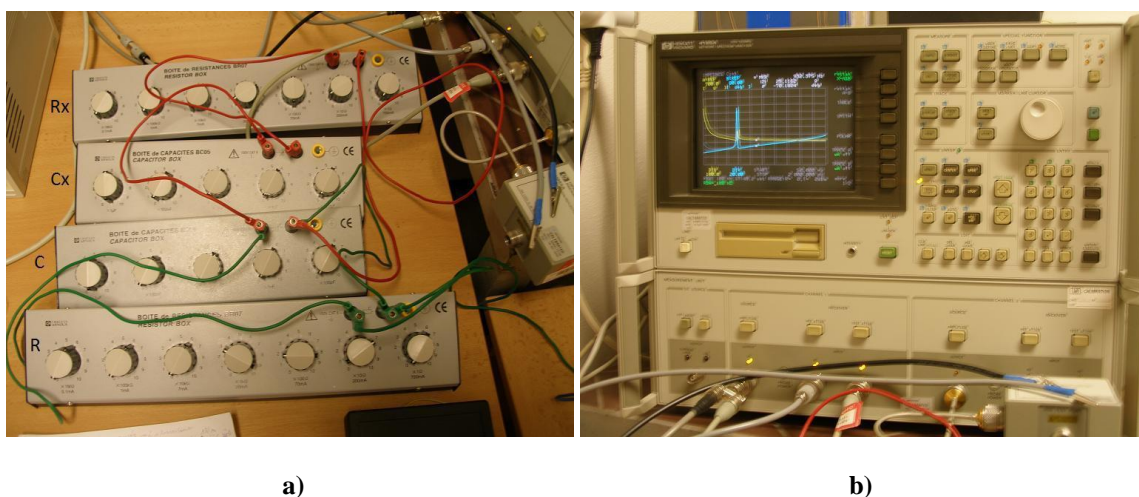
6.3 Experimentální metoda určení parametrů referenční impedance

Jednou z možností, jak nalézt vhodné parametry referenční impedance Z_1 viz [Obr. 43(b)] je přímé měření impedancí spektrálním analyzátozem. Postup hledání vhodných parametrů je následující:

1. Nejdříve změříme komplexní impedanci sériové kombinace piezoelektrického aktuátoru a rezistoru R_1 , tedy impedanci Z_0 . Zvolíme frekvenční pásmo, ve kterém budeme impedance přizpůsobovat. Rezistor R_1 volíme např. 3Ω (aby bylo možné později trimrem NC-obvod precizně nastavit). Průběhy absolutní hodnoty a fáze impedance uložíme do paměti analyzátoru a zobrazíme na displeji.
2. Naměřenou impedanci zobrazíme analyzátozem jako tabulku paralelních R_p - C_p náhrad. Z poloviny tabulky odečteme hodnoty R_p - C_p , které

použijeme pro R_3 a C_0 [viz Obr. 43(b)]. Referenční impedanci Z_1 -B zrealizujeme pomocí odporových a kapacitních dekád [viz Obr. 47(a)] a nastavíme zjištěné hodnoty R_3 a C_0 . Spektrální analyzátor přepneme opět do režimu vykreslování absolutní hodnoty a argumentu impedance.

3. Ke svorkám analyzátoru připojíme impedanci Z_1 -B, realizovanou pomocí dekád. Parametry R_3 a C_0 máme určeny, zbývá určit prvky R_x , C_x [viz Obr. 43(b)]. Na displeji si z paměti zobrazíme impedanci Z_0 a necháme si překreslovat cyklicky měřenou impedanci Z_1 -B. Odporovou a kapacitní dekádu R_x a C_x nastavujeme tak, aby odchylka mezi oběma impedancemi byla minimální a existoval jeden průsečík průběhů fází uprostřed kontrolovaného frekvenčního pásma.



Obr. 47. Realizace referenční impedance Z_1 (viz Obr. 43b) pomocí odporových a kapacitních dekád. (a) Spektrální analyzátor pro měření frekvenčních charakteristik impedancí Z_0 , Z_1 . Pomocí dekád jsou experimentálně nalezeny optimální parametry referenční impedance Z_1 (b)

Tímto způsobem byly získány hodnoty optimální široko-frekvenční referenční impedance, jejíž frekvenční charakteristiky vidíme na Obr. 44 (třetí obrázek od shora - červené křivky s prázdnými kolečky). Impedance Z_0 je v tomto případě tvořena sériovou kombinací objemového piezoelektrického aktuátoru o kapacitě $C = 6,37 \mu\text{F}$ a rezistoru $R = 3,23 \Omega$ a referenční impedance Z_1 [viz Obr. 43(b)] má následující parametry: $R_3 = 15,5 \text{ k}\Omega$, $C_0 = 470 \text{ nF}$, $R_x = 44 \Omega$ a $C_x = 813 \text{ nF}$. S touto referenční impedancí bylo také dosaženo výsledků, které jsou prezentovány na Obr. 45.

6.4 Analytická metoda určení parametrů referenční impedance

V této části bude popsána numerická metoda určení hodnot obvodových parametrů náhradního obvodu piezoelektrického aktuátoru nebo referenční impedance v NC-obvodu z výsledků měření frekvenční závislosti absolutní hodnoty a fáze impedance daného obvodového prvku na spektrálním analyzátoru.

V případě sériového spojení piezoelektrického aktuátoru a rezistoru R_1 [(viz Obr. 40(b))] se ukazuje jako prakticky nejvýhodnější náhrada tvořená sériovým RC-členem, jehož impedance je dána vztahem:

$$Z_0(\omega; C_S, R'_1) = \frac{1}{i\omega C_S} + R'_1, \quad (32)$$

kde C_S je kapacita piezoelektrického aktuátoru a R'_1 je součet odporu R_1 a sériového odporu piezoelektrického aktuátoru. V případě referenční impedance $Z_1 - A$ v NC-obvodu pro potlačení přenosu vibrací v úzkém frekvenčním pásmu je náhradní obvod tvořen paralelním RC-členem, jehož impedance je rovna:

$$Z_{1,A}(\omega; C_0, R_3) = \left(i\omega C_0 + \frac{1}{R_3} \right)^{-1}, \quad (33)$$

kde C_0 a R_3 jsou kapacita a odpor paralelního RC-členu zobrazeného na Obr. 43(a). V případě referenční impedance $Z_1 - B$ v NC-obvodu pro potlačení přenosu vibrací v širokém frekvenčním pásmu je náhradní obvod tvořen sério-paralelním zapojením RC-členů, jehož impedance je rovna:

$$Z_{1,B}(\omega; C_0, R_3, C_X, R_X) = \left(i\omega C_0 + \frac{1}{R_3} + \frac{i\omega C_X}{1 + i\omega C_X R_X} \right)^{-1}, \quad (34)$$

kde C_0 a R_3 jsou kapacita a odpor paralelního RC-členu a C_X a R_X jsou kapacita a odpor paralelně připojeného sériového RC-členu zobrazeného na Obr. 43(b).

Je patrné, že náhradní obvody se liší počtem obvodových parametrů. Z tohoto důvodu bude provedena obecná formulace metody. Předpokládejme, že výsledky měření frekvenční závislosti impedance reálného obvodového prvku pomocí spektrálního analyzátoru jsou k dispozici ve formě tabulky s N hodnotami frekvence f_n , absolutního hodnoty impedance Z_n a fáze impedance ϕ_n , tj. $n = 1, 2, \dots, N$. Předpokládejme, že obecně komplexní impedance náhradního obvodu Z_{ref} závisí na úhlové frekvenci a na M reálných hodnotách základních obvodových parametrů Z_m , tj. $m = 1, 2, \dots, M$. Definujme chybovou funkci χ^2 podle vztahu:

$$\chi^2(Z_1, Z_2, \dots, Z_m) = \sum_{n=1}^N |Z_n e^{i\phi_n} - Z_{ref}(2\pi f_n, Z_1, Z_2, \dots, Z_m)|^2. \quad (35)$$

Z definice chybové funkce χ^2 je patrné, že se jedná o reálnou funkci M reálných proměnných. Hodnoty náhradního obvodu daného měřeného obvodového prvku se určí minimalizací funkce χ^2 vzhledem k proměnným Z_1, Z_2, \dots, Z_m .

Vzhledem k obecné nelinearitě impedance náhradního modelu je prakticky nemožné vyjádřit minimum funkce χ^2 analyticky. Minimum je vhodné hledat numerickými metodami. Vzhledem k obecně velkému množství naměřených hodnot impedance ze spektrálního analyzátoru je problematický i výpočet parciálních derivací funkce χ^2 jak analyticky, tak numericky. Z těchto důvodů není vhodné používat gradientní metody hledání minima funkce. Z tohoto důvodu byl použit algoritmus založený na Brentově metodě [26], který nevyžaduje znalost numerických hodnot parciálních derivací funkce χ^2 .

6.5 Experiment

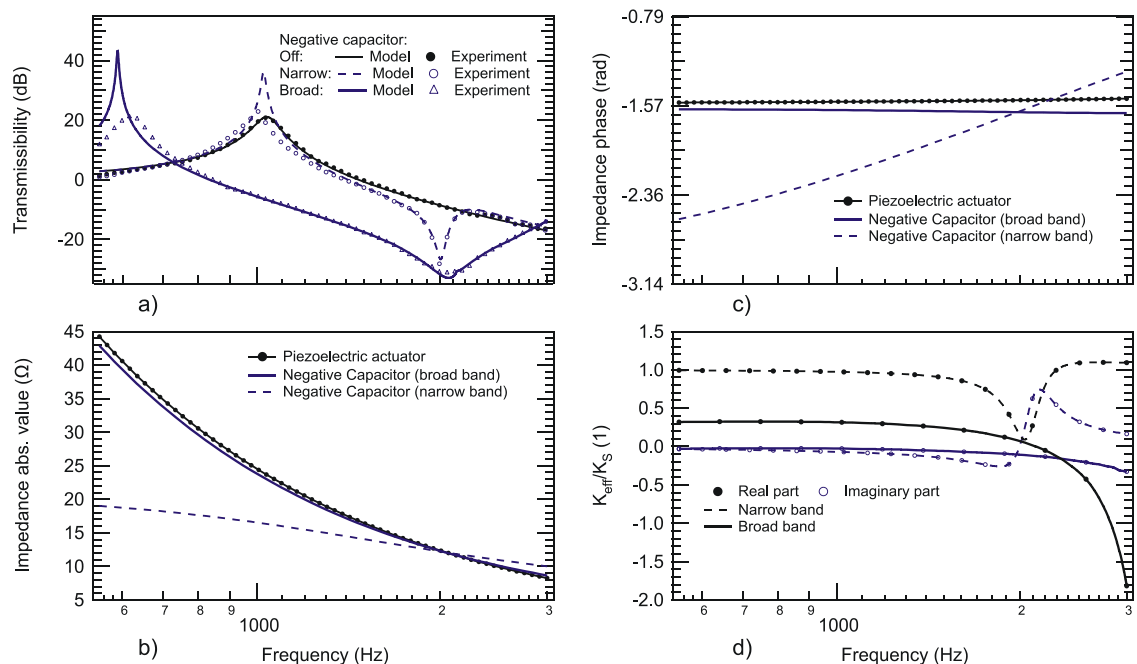
Jedním z cílů tohoto experimentu je porovnání výsledků experimentální a analytické metody pro určení parametrů referenční impedance NC-obvodu. Dále jsou zde prezentovány výsledky naměřených a namodelovaných přenosů pro široko a úzkopásmové potlačování přenosu vibrací. V kapitole 6 byly do grafů vynášeny průběhy impedancí Z_1 a Z_0 , jejíž součástí je rezistor R_1 , uvnitř NC-obvodu [viz Obr. 40(b)]. V této kapitole jsou porovnávány frekvenční průběhy naměřené impedance samotného piezoelektrického aktuátoru (bez rezistoru R_1) a namodelované frekvenční průběhy impedance NC-obvodu (včetně rezistoru R_1), podobně jako je tomu v části 4.3.2, na Obr. 30. Postup experimentu byl následující:

Impedance piezoelektrického aktuátoru a referenční impedance NC-obvodu byly měřeny pomocí spektrálního analyzátoru. Hodnoty kondenzátorů a rezistorů obsažených v referenční impedanci Z_I byly pomocí dekád nastaveny tak, aby odchylka mezi hodnotami impedancí Z_I a Z_S ve frekvenčním rozsahu 0.5 až 3 kHz byla co nejmenší. V tuto chvíli víme, že parametry referenční impedance NC-obvodu jsou optimální pro potlačování přenosu vibrací v širokém frekvenčním pásmu, ovšem neznáme hodnoty těchto parametrů. Po nastavení modifikované referenční impedance Z_I byly z naměřených frekvenčních průběhů této impedance vypočteny metodou nejmenších čtverců (viz část 6.4) následující hodnoty: $R_3 = 15.09 \text{ k}\Omega$, $C_0 = 480 \text{ nF}$, $R_X = 44.6 \text{ }\Omega$ a $C_X = 807 \text{ nF}$. Tyto hodnoty můžeme porovnat s přímo naměřenými hodnotami obvodových prvků, které byly experimentálně nastaveny pomocí dekád (dle části 6.3). Užitím RLC metru byly na

frekvenci 1 kHz změřeny tyto hodnoty: $R_3 = 15 \text{ k}\Omega$, $C_0 = 470 \text{ nF}$, $R_X = 44 \text{ }\Omega$ a $C_X = 813 \text{ nF}$. Můžeme konstatovat, že odchylka mezi přímo naměřenými a vypočtenými hodnotami parametrů je minimální. Z toho lze usuzovat, že pokud změříme frekvenční charakteristiku komplexní impedance zvoleného piezoelektrického aktuátoru a tato naměřená data použijeme jako vstup pro analytickou metodu určení parametrů referenční impedance pomocí metody nejmenších čtverců, získáváme optimální hodnoty parametrů R_3 , C_0 , R_X a C_X , které odpovídají použitému aktuátoru. Máme tedy dva nástroje pro přizpůsobení NC-obvodu libovolnému piezoelektrickému aktuátoru, přičemž v obou případech vycházíme z měření impedance tohoto aktuátoru.

Poté, co byly obvodové prvky R_3 , C_0 , R_X a C_X nastaveny na výše uvedené hodnoty, byly potenciometry R_0 a R_1 uvnitř NC-obvodu jemně doladěny tak, aby bylo dosaženo maximálního potlačení přenosu vibrací na frekvenci 2 kHz. Následně byl změřen přenos vibrací skrz piezoelektrický aktuátor s paralelně připojeným NC-obvodem, který byl v širokém frekvenčním pásmu pro daný aktuátor takto optimalizován. Výsledek můžeme vidět na Obr. 48a – prázdné trojúhelníčky. Ve frekvenčním pásmu 1 kHz až 2 kHz bylo dosaženo potlačení přenosu vibrací o 20 dB.

Naměřené hodnoty frekvenční závislosti přenosu vibrací můžeme porovnat s vypočtenými hodnotami, které byly získány z matematického modelu kombinací rovnic (7), (12), (13) a (15). Metodou nejmenších čtverců byly získány hodnoty: $k^2 = 0.067$, $R_0 = 12.6 \text{ k}\Omega$ a $R_1 = 2.6 \text{ }\Omega$. Důvod rozšíření frekvenčního pásma je zřejmý z Obr. 48. Konkrétně na Obr. 48(b) a Obr. 48(c) vidíme porovnání naměřených frekvenčních závislostí impedance piezoelektrického aktuátoru s vypočtenými hodnotami impedance NC-obvodu, s použitím úzkopásmové a širokopásmové referenční impedance Z_l [viz Obr. 43(a) a Obr. 43(b)]. Na Obr. 48(b) a Obr. 48(c) můžeme vidět, že rozdíl impedancí piezoelektrického aktuátoru a NC-obvodu (až na znaménko) je v širokém frekvenčním pásmu velmi malý. Obr. 48(d) zobrazuje frekvenční závislost reálné a imaginární části efektivního Youngova modulu pružnosti. Můžeme poznamenat, že pokles Youngova modulu pružnosti v širokém frekvenčním pásmu způsobil snížení rezonanční frekvence přibližně o 400 Hz. Naměřená a experimentálně zjištěná data dobře korespondují s matematickým modelem a výsledky experimentu jsou v souladu s výše prezentovanými principy, kterým jsou věnovány předešlé kapitoly.



Obr. 48. Frekvenční charakteristiky impedancí Z_0 , Z_I (viz Obr. 40b) pro úzkopásmové a širokopásmové potlačování přenou vibrací, porovnání naměřených hodnot přenosu vibrací s modelovými výsledky: a) porovnání naměřených hodnot přenosu vibrací systému skrz elektricky volný piezoelektrický aktuátor (plná kolečka), skrz piezoelektrický aktuátor s úzkopásmově přizpůsobeným NC-obvodem optimálně nastaveným pro frekvenci $f=2\text{kHz}$ (prázdná kolečka) a skrz piezoelektrický aktuátor s širokopásmově přizpůsobeným NC-obvodem optimálně nastaveným pro frekvenci $f=2\text{kHz}$ (prázdné trojúhelníčky). Naměřené hodnoty přenosu vibrací jsou porovnány s výsledky teoretického modelu. b) absolutní hodnota elektrické impedance piezoelektrického aktuátoru (naměřeno) a NC-obvodu s úzkopásmovou (viz Obr. 43a) a širokopásmovou (viz Obr. 43b) referenční impedancí Z_I (vypočteno pomocí modelu). c) fáze elektrické impedance piezoelektrického aktuátoru (naměřeno) a impedance NC-obvodu (vypočteno a zobrazeno s opačným znaménkem). d) výpočet reálné a imaginární části efektivní konstanty tuhosti piezoelektrického aktuátoru s připojeným NC-obvodem. (Převzato z [63])

7 Tlumení vibrací v reálných aplikacích – obecný signál

V praxi se setkáváme především s úlohou potlačovat přenos vibrací s obecnou časovou závislostí výchylky. Podívejme se nyní, jakým způsobem lze doposud prezentované dílčí principy skloubit tak, aby výsledek odpovídal požadavkům reálných aplikací. Pokud by byl NC-obvod ideálně optimalizován pro potlačování přenosu vibrací v celém frekvenčním pásmu (viz kapitola 6) a přesně nastaven tak, aby byly splněny rovnice (25), (26), v principu by bylo možné efektivně potlačovat vibrace libovolného frekvenčního spektra bez omezení. Ve skutečnosti systém efektivně potlačuje vibrace o frekvencích uvnitř frekvenčního intervalu, ve kterém jsou vzájemně přizpůsobeny elektrické impedance piezoelektrického aktuátoru a NC-obvodu. Uvnitř tohoto intervalu jsou efektivně potlačovány vibrace, které mohou obsahovat mnoho frekvenčních složek, jejichž fáze i amplituda se může libovolně a rychle měnit (lze potlačovat nestacionární vibrace), nebo může obsahovat i nedeterministický, náhodný signál, např. libovolný šum. V principu tedy piezoelektrický aktuátor paralelně připojený k široko-frekvenčně přizpůsobenému a nastavenému NC-obvodu funguje jako interface s vysokým potlačením přenosu vibrací, který reálným aplikacím vyhovuje.

Problém opět spočívá v tom, jak NC-obvod nastavit. Samozřejmě je to možné provést ručně, pomocí trimrů, ovšem s ohledem na problém velké citlivosti NC-obvodu na mnoho faktorů (viz část 4.3) je nezbytná realizace automatického nastavování NC-obvodu. Tento problém je řešen v kapitole 5 – „Adaptivní řízení elastických vlastností piezoelektrických aktuátorů“, ovšem je zde vyřešen pouze pro speciální případ tlumení přenosu harmonických vibrací. Hlavním cílem této kapitoly (viz kapitola 7.3) je modifikovat princip uvedený a ověřený pro úzko-pásmové tlumení harmonických vibrací tak aby při zachování principu byl řídicí obvod schopen nastavit NC-obvod i ze signálu (ze senzoru síly), který byl naměřen v obecných podmínkách reálné aplikace.

Požadavky adaptivního řídicího systému na charakter potlačovaných vibrací jsou následující: nesmí jít o ryze náhodný signál (šum), neboť šum nenesení žádnou informaci pro algoritmus adaptivního řízení (viz podkapitola 5.1). Ve frekvenčním spektru potlačovaných vibrací musí z případného šumu vystupovat alespoň jedna deterministická složka signálu. Tato skutečnost však nepředstavuje problém, neboť tato podmínka je v praxi většinou splněna. Například u strojů je kmitání vyvoláváno především rotujícími a oscilujícími částmi (harmonické buzení) a vlastními rezonancemi konstrukcí (samobuzené kmity). V důsledku nevyváženosti a excentricit jsou rotující části zdrojem vibrací o shodné základní frekvenci, příp. jejího násobku, jako je frekvence rotující části. Stroje s rotačními členy, posuvnými členy a stroje s nekonstantními převody jsou zdrojem

tzv. periodického buzení [67]. Většinou tedy vstupní vibrace vznikají součtem několika náhodně se měnících výrazných harmonických složek a šumu.

V této kapitole jsou jednotlivé části členěny tak, aby posloužily jako obecný návod pro realizaci potlačení přenosu vibrací v určité konkrétní aplikaci. V závěru je uvedena ukázka kompletní realizace adaptivního potlačování přenosu vibrací obecného signálu a experiment provedený na tomto realizovaném příkladu.

7.1 Volba vhodného aktuátoru pro danou aplikaci

Velkou výhodou je fakt, že metodu řízení efektivní tuhosti piezoelektrik lze v principu aplikovat na libovolný piezoelektrický aktuátor. Základním předpokladem pro volbu vhodného aktuátoru je, že jeho maximální mechanické posunutí je větší, než amplituda vibrací, jejichž přenos má být potlačen. Zároveň však musí splňovat požadavky konkrétní aplikace z hlediska provedení a rozměrů.

7.2 Přizpůsobení NC-obvodu pro daný aktuátor

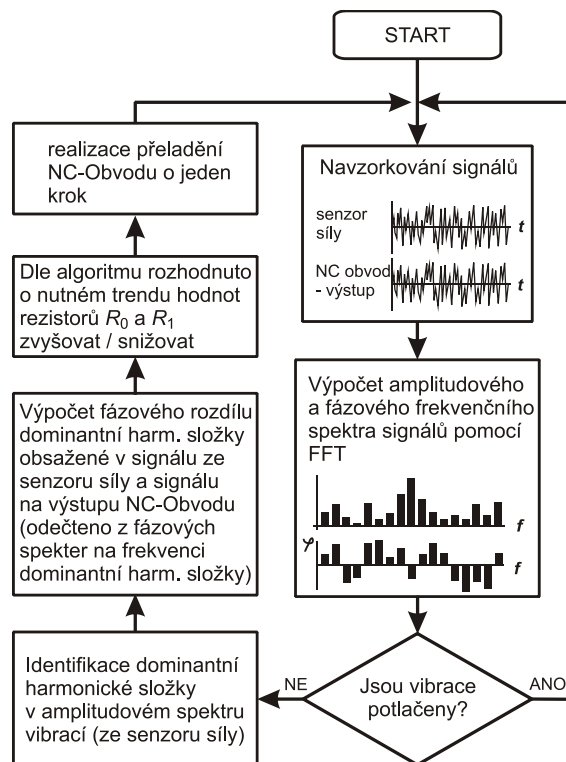
Dalším krokem je přizpůsobení frekvenčních charakteristik impedance NC-obvodu zvolenému piezoelektrickému aktuátoru některým ze způsobů, které jsou uvedeny v částech 6.3, 6.4. Zejména u objemových aktuátorů je přizpůsobení v širokém frekvenčním pásmu bezproblémové. V případě použití aktuátoru s mechanicky zvětšeným posunutím (viz například část 4.2.2) vzniká následující problém: rezonanční frekvence těchto aktuátorů není dána pouze rozměry a tuhostí vetknutého piezoelektrického elementu, ale také vlastními rezonancemi mechanismu, který zesiluje mechanické posunutí aktuátoru. V důsledku elektromechanické vazby aktuátoru získáváme obraz těchto rezonancí také ve frekvenčních charakteristikách elektrické impedance aktuátoru, což komplikuje impedanční přizpůsobení na těchto frekvencích. Proto je nutné volit takový aktuátor, který rezonuje mimo požadovanou frekvenční oblast.

7.3 Realizace adaptivního řízení NC-obvodu – obecné vibrace

Kapitola 5 popisuje řešení adaptivního řízení NC-obvodu pro potlačování harmonických vibrací. V kapitole 5 je dále popsán řídicí iterační algoritmus pro nastavování NC-obvodu, způsoby možných realizací laditelných prvků NC-obvodu a princip adaptivního řízení. Víme, že užitečnou informací pro algoritmus přeladování NC-obvodu je zejména fázový posuv mezi signálem ze senzoru síly (měří přenesené síly) a signálem z výstupu operačního zesilovače uvnitř NC-obvodu (je úměrný okamžitému

prodloužení aktuátoru). Řídicí systém prezentovaný v části 5.3 na Obr. 33 optimálně naladí NC-obvod pouze za předpokladu, že budicí vibrace jsou harmonické. Cílem této kapitoly je prezentovat zobecněnou metodu automatického nastavení NC-obvodu, která vychází ze shodných principů, ale navíc využívá pokročilých metod zpracování signálů, které je činí použitelnou také v případě potlačování přenosu vibrací obecného časového průběhu. Proces přizpůsobení nastavení NC-obvodu měnícím se okolním podmínkám a okamžitým vstupním vibracím probíhá následujícím způsobem (viz také Obr. 49):

- 1) Jsou navzorkovány signály ze senzoru síly a z výstupu operačního zesilovače NC-obvodu.
- 2) Z navzorkovaných dat získáváme pomocí FFT amplitudová a fázová frekvenční spektra obou signálů.
- 3) Pokud amplituda signálu ze senzoru síly nepřesahuje určitou zvolenou minimální mez, vibrace jsou potlačeny. Tento stav je cyklicky testován.
- 4) Pokud vibrace potlačeny nejsou, je analyzováno výkonové spektrum signálu ze senzoru síly. Získáváme rozložení výkonu signálu podél frekvenční osy a současně zjišťujeme frekvenci obsažené dominantní harmonické složky. Na tuto dominantní harmonickou složku na konkrétní frekvenci se řídicí systém zaměří.
- 5) Z fázových spekter obou signálů, tj. ze senzoru síly a z výstupu operačního zesilovače NC-obvodu, jsou načteny spektrální čáry, které přísluší zvolené frekvenci. Tyto hodnoty fází jsou odečteny, čímž získáváme fázový rozdíl, který je nutný pro iterační výpočet hodnot rezistorů R_0 , R_1 , viz rovnice (22).
- 6) Po následné korekci hodnot rezistorů R_0 , R_1 jsou ze senzoru síly a z negativního kondenzátoru opět navzorkována nová data a výše popsany proces se v krocích periodicky opakuje až do okamžiku, kdy je zvolená dominantní harmonická složka potlačena na úroveň šumu.

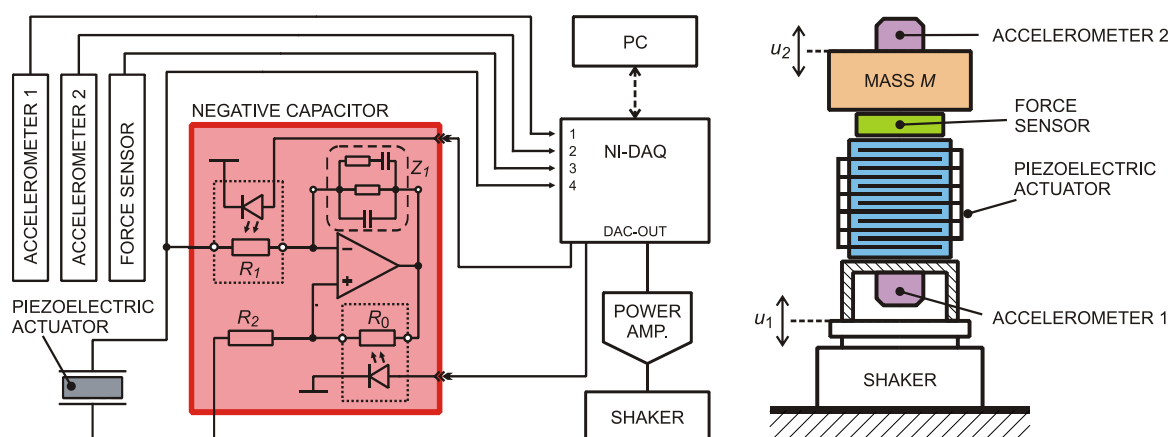


Obr. 49. Vývojový diagram – proces adaptování NC-obvodu při potlačování obecných vibrací v širokém frekvenčním pásmu.

Nalezená dominantní harmonická složka je tímto systémem efektivně potlačena. Spolu s touto frekvencí jsou výrazně potlačeny i frekvence v jejím širokém okolí. V tomto okolí jsou potlačovány libovolné průběhy včetně náhodných vibrací (šumu). Šířka tohoto pásma a účinnost potlačení vibrací v něm závisí na úspěšnosti frekvenčního přizpůsobení impedance NC-obvodu impedanci piezoelektrického aktuátoru (viz kapitola 6 a část 7.2). Následující části prezentují komplexní návrh systému pro adaptivní potlačování obecných vibrací v širokém frekvenčním pásmu, realizaci experimentů a přehled dosažených výsledků.

7.4 Příklad kompletní realizace adaptivního systému pro potlačení přenosu vibrací v širokém frekvenčním pásmu

Výše popsaný algoritmus (viz Obr. 49) byl implementován do adaptivního systému pro potlačení přenosu vibrací, který vidíme na Obr. 50. Pro snadnou implementaci probíhá současně měření signálů pro adaptivní vibračně izolační systém a pro systém měření přenosu vibrací (viz kapitola 3). Tyto dva systémy jsou však nezávislé.



Obr. 50. Adaptivní vibračně izolační systém, který je realizován pomocí piezoelektrického aktuátoru s paralelně připojeným NC-obvodem, který lze elektronicky přeladovat pomocí dvojice optron-fotorezistorů. Na pravé straně se nachází mechanické uspořádání systému, na levé elektrické schéma zapojení. Signály z akcelerometrů slouží pouze pro měření vstupních a přenesených vibrací za účelem výpočtu a vyhodnocení přenosu vibrací. Signál ze senzoru síly spolu se signálem z piezoelektrického aktuátoru je měřen za účelem odhadu efektivní konstanty tuhosti K_{eff} připojeného piezoelektrického aktuátoru a následně korekci elektronicky laditelných rezistorů R_0 , R_1 . Měření vstupních signálů i generování řídicích signálů pro NC-obvod je realizováno pomocí počítače prostřednictvím měřicí karty. Algoritmus implementovaný do počítače můžeme vidět na Obr. 49.

Adaptivní systém pro potlačení přenosu vibrací se skládá (po elektronické stránce) ze senzoru síly a piezoelektrického objemového aktuátoru s paralelně připojeným elektronicky řízeným NC-obvodem. Frekvenční závislost impedance NC-obvodu byla přizpůsobena v širokém frekvenčním pásmu použitému aktuátoru způsobem, který je podrobně popsán výše (viz část 6.3). Senzor síly byl realizován pomocí piezoelektrické destičky a nábojového zesilovače Kistler 5015A.

Signál ze senzoru síly a signál na výstupu operačního zesilovače NC-obvodu jsou používány pro odhad efektivní konstanty tuhosti K_{eff} tlumivého piezoelektrického aktuátoru (viz část 5.2). Odhad hodnoty $\arg(K_{eff})$ je využíván pro korekce odporu elektronicky laditelných rezistorů R_0 a R_1 , podle rovnic (22). Laditelné rezistory R_0 a R_1 , kterými je NC-obvod přeladován byly realizovány pomocí dvojice optron-fotorezistorů, jak můžeme zjednodušeně vidět na Obr. 50 (podrobně viz část 5.4.3).

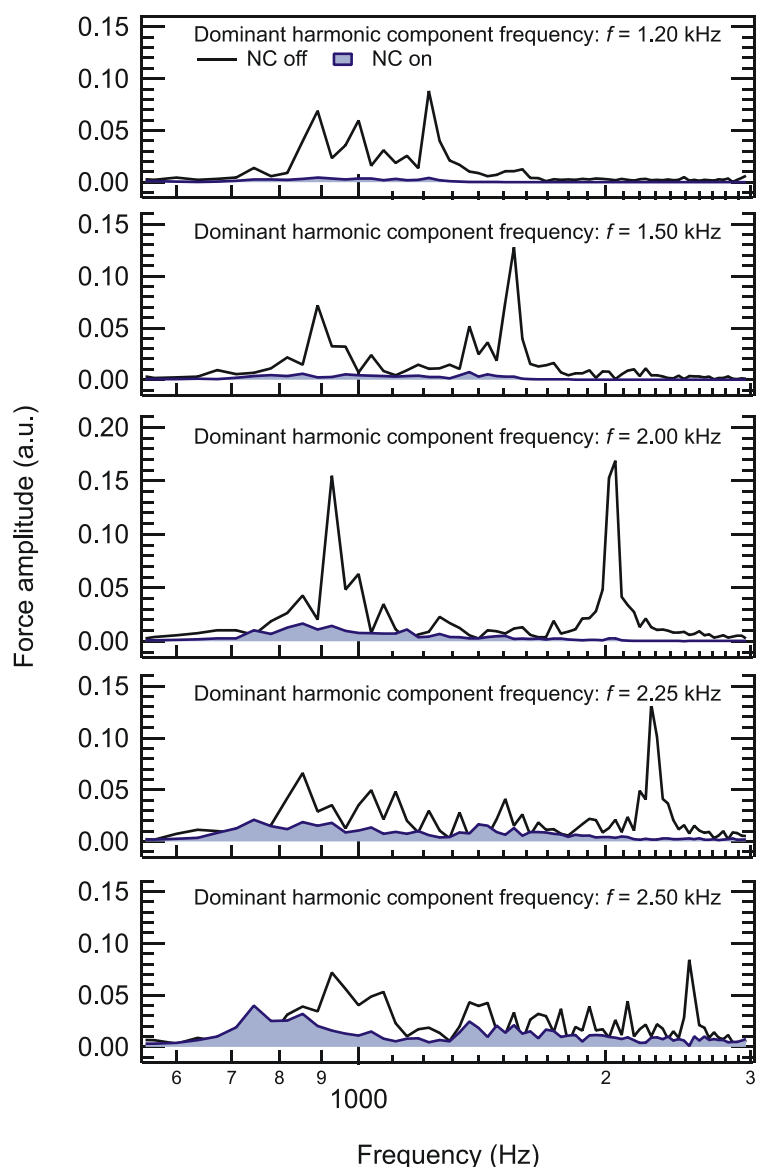
Elektrické signály z akcelerometrů 1 a 2 jsou spolu se signály ze senzoru síly a ze svorek NC-obvodu měřeny a digitalizovány pomocí měřicí karty (NI PCI-6221, National Instruments Corp., Austin, TX). Nutno však podotknout, že akcelerometry jsou pouze součástí měřicího řetězce. Slouží pouze pro měření přenosu vibrací, aby bylo možné posoudit účinnost potlačení přenosu vibrací. Signály z akcelerometrů nevstupují do řízení

systému, nevstupují no NC-obvodu a nesouvisí s iterativním řídicím algoritmem. Počítač vykonává současně tři navzájem nezávislé operace:

- 1) Generuje signál vstupních vibrací. V softwaru Matlab (The MathWorks Inc., Natick, MA) je generován pseudonáhodný signál obsahující jednu nebo více výrazných harmonických složek. Výstupním signálem z počítače je přes vysokonapěťový zesilovač buzen piezoelektrický zdroj vibrací, který generuje do systému vstupní vibrace.
- 2) Zpracovává signály z akcelerometrů a počítá frekvenční charakteristiky přenosu vibrací.
- 3) Zpracovává signály ze senzoru síly a z NC-obvodu a dle iterativního řídicího algoritmu generuje signály pro elektronicky nastavitelné rezistory, kterými je NC-obvod přeladován.

7.5 Experiment

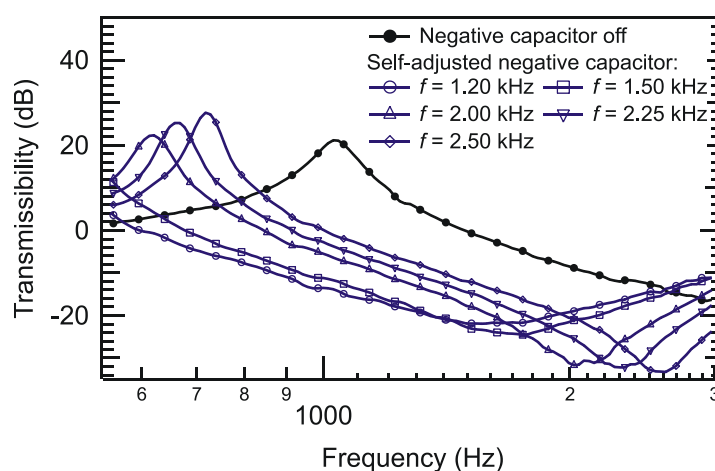
Tato část prezentuje výsledky, kterých bylo dosaženo realizací systému – viz předcházející část (Obr. 50). Pro posouzení účinnosti tohoto adaptivního širokospektrálního systému pro potlačení přenosu vibrací byla provedena následující měření: bylo vygenerováno pět různých signálů vibrací, kterými byl postupně systém vybuzen. Každý signál obsahoval náhodnou šumovou složku a jednu dominantní harmonickou složku určité frekvence. Na Obr. 51 vidíme pět různých měření spekter sil přenesených skrz piezoelektrický aktuátor.



Obr. 51. Spektra pěti různých signálů sil přenesených skrz vibračně izolační systém. Parametrem je frekvence výrazné harmonické složky signálu. Plná černá čára vykresluje amplitudové spektrum síly přenesené skrz piezoelektrický aktuátor, který je odpojen od NC-obvodu. K nule vyplněná plná modrá čára vynáší amplitudové spektrum síly přenesené skrz piezoelektrický aktuátor, který je připojen k automaticky nastavovanému širokopásmově přizpůsobenému NC-obvodu. Ve všech případech byl signál vstupních vibrací složen z pseudonáhodného signálu (generován v širokém frekvenčním pásmu) a jedné dominantní harmonické složky dané frekvence. (Převzato z [63])

Parametrem je zde různá frekvence obsažené dominantní harmonické složky. Plná černá čára představuje amplitudové spektrum síly přenesené skrz aktuátor se svorkami naprázdno, tj. s odpojeným NC-obvodem. Modrá plocha představuje amplitudové spektrum síly přenesené skrz aktuátor s připojeným a zadaptovaným NC-obvodem, jehož referenční impedance Z_0 je přizpůsobena pro široké frekvenční pásmo. Experiment probíhal následujícím způsobem:

1. Byl vygenerován budicí signál pro vstupní vibrace. V prvním případě (viz Obr. 51 nahoře) byl složen z náhodného signálu (šumu), který byl generován na frekvenčním pásmu 700 – 1200 Hz a výrazné harmonické složky o frekvenci 1200 Hz. Poté, co byl systém tímto signálem vybuzen, byla změřena přenášená síla (černá čára)
2. Při stejném buzení byl spuštěn proces adaptivního řízení NC-obvodu, který je popsán v části 7.3 (viz Obr. 49) – byla nalezena frekvence dominantní harmonické složky, jejíž přenos byl potlačen a spolu s ní byl výrazně redukován také přenos vibrací v jejím širokém okolí.
3. Opět byla změřena přenášená síla, tentokrát s NC-obvodem po jeho zadaptování (modrá plocha)
4. Poté co byl systém zadaptován pro maximální potlačení příslušných vstupních vibrací, byl systém vybuzen bílým šumem a následně změřena přenosová funkce nově nastaveného systému, kterou můžeme vidět na Obr. 52. (modrá křivka s kolečky)



Obr. 52. Černá křivka: frekvenční charakteristika přenosu vibrací skrz piezoelektrický aktuátor se svorkami naprázdno. Modré křivky: frekvenční charakteristiky přenosu vibrací skrz piezoelektrický aktuátor s paralelně připojeným, automaticky nastavovaným a širokopásmově přizpůsobeným NC-obvodem. Každá modrá křivka představuje přenos systému poté, co byl NC-obvod postupně zadaptován pro potlačení přenosu sil s amplitudovými spektry, které vidíme na Obr. 51. Minimum přenosové funkce se nachází na frekvenci obsažené dominantní harmonické složky signálu. Všechny přenosové funkce byly získány pomocí rychlé Fourierovy transformace poté, co byl systém mechanicky vybuzen bílým šumem. (Převzato z [63])

Stejným způsobem jako je výše popsáno, proběhla i zbývající čtyři měření. Na Obr. 52 vidíme, že rezonanční frekvence systému s odpojeným NC-obvodem je cca 10 Hz (černá křivka s plnými kolečky). Na Obr. 51 proto můžeme zaznamenat, že šum, který byl vždy generován v širokém frekvenčním pásmu ve všech případech výrazně vybudil systém právě v okolí této základní rezonance. Nejpodstatnější je však fakt, že výkon

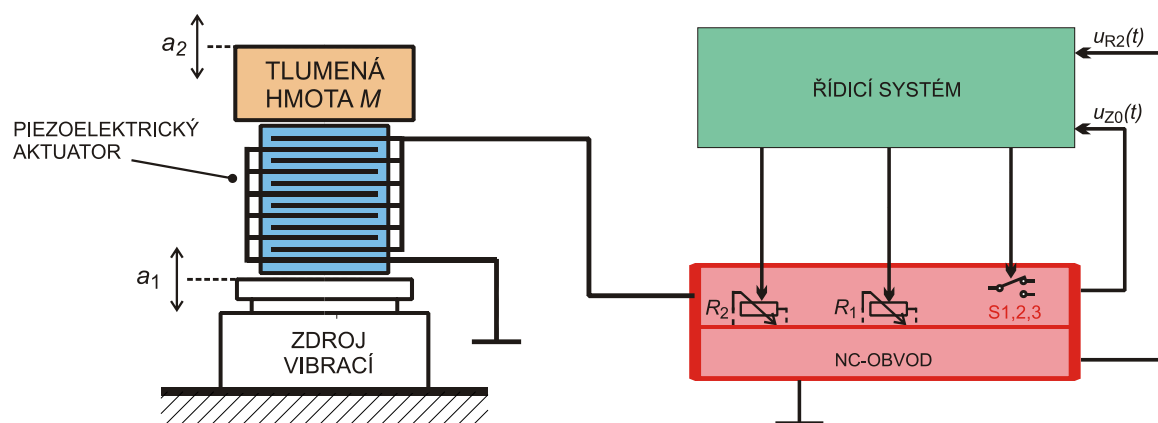
signálu přenášené síly je po dosažení optimálního nastavení NC-obvodu již na první pohled výrazně a úspěšně redukován.

Na Obr. 52 můžeme vidět, že řídicí algoritmus ladí NC-obvod takovým způsobem, aby se minimum přenosu vibrací nacházelo v okolí frekvence dominantní harmonické složky vstupních vibrací. Můžeme zde také zaznamenat výrazné snížení mechanické rezonanční frekvence, které je způsobeno redukcí efektivní konstanty tuhosti piezoelektrického aktuátoru, v důsledku připojení NC-obvodu, jehož referenční impedance Z_0 je optimalizována pro široké frekvenční pásmo. Je zřejmé, že přenosová funkce systému je pro různá spektra vstupních vibrací různá. Vhodným řízením parametrů NC-obvodu je automaticky tvarována tak, aby bylo potlačení přenosu okamžitých vstupních vibrací maximální v širokém frekvenčním pásmu.

Závěrem této části můžeme poznamenat, že iterativní řídicí algoritmus dokáže kompenzovat vliv dielektrických nelinearit piezoelektrického aktuátoru. Pokud se zvýší amplituda vstupních vibrací, amplituda napětí na výstupu operačního zesilovače také (více méně proporcionálně) vzroste. Potom dojde v důsledku dielektrických nelinearit k mírné změně permitivity (a kapacity) piezoelektrického aktuátoru. To způsobí rozladění a snížení vibračně izolačních vlastností systému. Pokud nedojde ke změně amplitudy vstupních vibrací extrémně rychle, iterativní algoritmus velmi rychle kompenzuje změny kapacity piezoelektrického aktuátoru. Stejně chování lze očekávat i v plném napětřovém rozsahu aktuátoru, kterého lze dosáhnout pomocí standardního vysokonapětřového zesilovače, jako publikují např. Fleming a Moheimani [68].

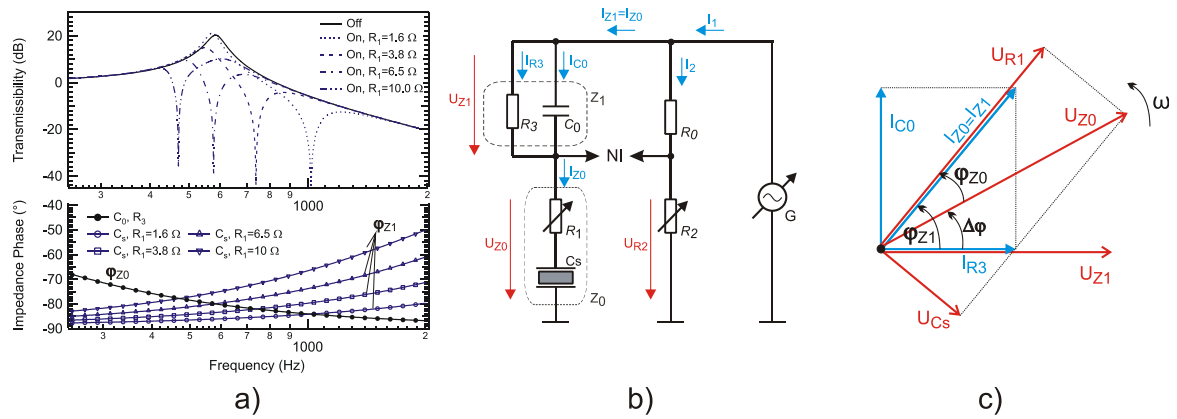
8 Automatické nastavení NC-obvodu bez senzoru síly

V této kapitole je prezentován další způsob, kterým lze automaticky nalézt optimální nastavení NC-obvodu. Velkou výhodou, oproti řízení prezentovanému v části 5.3 (viz Obr. 33), je fakt, že NC-obvod může být zadaptován pro potlačování obecných vibrací bez použití senzoru síly.



Obr. 53. Mechanické uspořádání systému pro potlačování přenosu vibrací a blokové schéma zapojení NC-obvodu a řídicího systému. Paralelně k piezoelektrickému aktuátoru je připojen NC-obvod, který je bez použití senzoru síly automaticky nastaven pro efektivní potlačování vstupních vibrací obecného signálu. NC-obvod je řídicím systémem přeladován pomocí elektronicky laditelných rezistorů na základě elektrických veličin naměřených na vnitřních prvcích NC-obvodu. Princip – viz Obr. 54 .

Princip automatického nastavení je zřejmý z části 6.1, kde jsou rozebrány podmínky optimálního nastavení NC-obvodu, z hlediska jednotlivých impedancí ve zpětných vazbách operačního zesilovače [viz Obr. 40(b)]. Závěry této části lze shrnout do několika následujících vět: kýžený efekt potlačení přenosu vibrací se dostaví, pokud fáze impedancí Z_0 a Z_1 uvnitř NC-obvodu jsou shodné [viz Obr. 54(a)] a pokud podíl absolutních hodnot těchto impedancí je roven podílu zpětnovazebních rezistorů R_0 a R_2 [viz rovnice (25),(26)]. Pokud jsou fáze impedancí Z_0 a Z_1 shodné, dojde k vykompenzování imaginární složky jejich poměru [viz rovnice (27)]. Pokud je podíl rezistorů R_0 a R_2 roven této reálné hodnotě, nachází se operační zesilovač právě na mezi stability a současně dochází k efektivnímu potlačení přenosu vibrací (viz Obr. 41). Pokud bychom odpojili v tomto okamžiku z obvodu operační zesilovač, zbude dokonale vyvážený H-můstek [viz Obr. 54(b)]. Těžiště úlohy automatického nastavení NC-obvodu bez užití zpětnovazebního senzoru síly tedy spočívá v automatickém vyvážení impedančního můstku.



Obr. 54. a) Obrázek vlevo: frekvenční průběhy fází impedancí Z_I a Z_0 (parametrem je hodnota R_I) a k nim příslušející průběhy přenosu vibrací (předpoklad: podíl abs. hodnot obou impedancí je roven poměru rezistorů R_0 , R_2). b) Obrázek uprostřed: H-můstek, který vzniká odpojením operačního zesilovače NC-obvodu. c) Obrázek vpravo: fázorový diagram proudů a napětí impedancí Z_I a Z_0 v obvodu – viz obrázek uprostřed. Z obrázků jsou zřejmé trendy rezistoru R_I , které vedou k vyvážení můstku: pokud $\Delta\varphi = \varphi_{Z_I} - \varphi_{Z_0}$ je záporné, rezistor R_I je třeba zvyšovat a naopak.

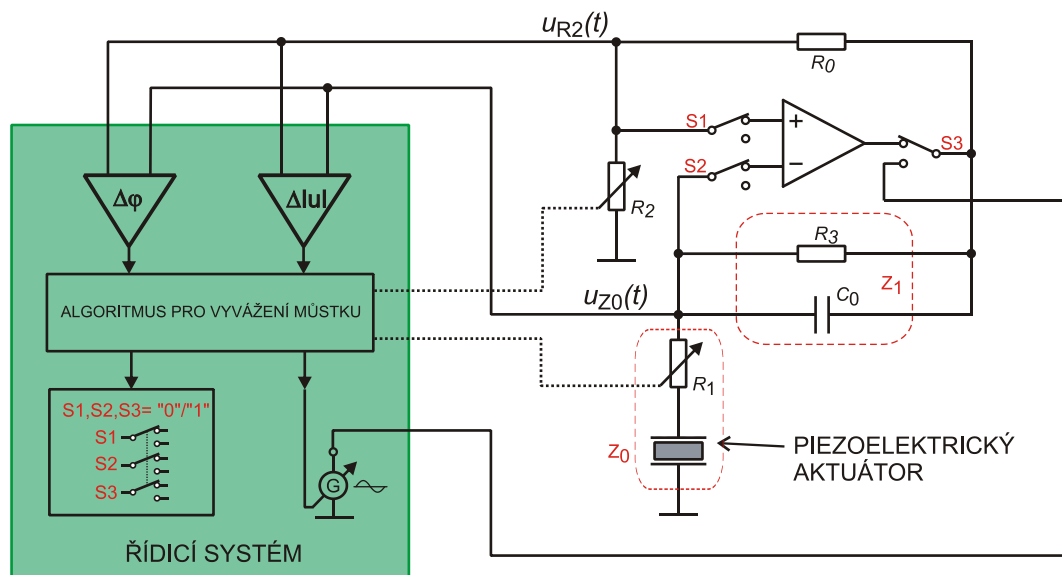
Z Obr. 54(a) dole můžeme vyčíst, že pokud je fáze impedance Z_I větší, než fáze impedance Z_0 , je nutné pro vyvážení můstku hodnotu rezistoru R_I zmenšovat, a naopak. Na Obr. 54(c) vidíme fázorový diagram, který se vztahuje k napětím a proudům v obvodu – viz Obr. 54(b). Jsou zde fázory napětí a proudů impedance Z_0 a Z_I , přičemž proudy I_{Z_0} a I_{Z_I} jsou ztotožněny do jednoho fázoru, neboť jde o jeden a tentýž proud. Z fázorového diagramu je zřejmé, že změnou U_{R_I} (lze nastavovat pomocí trimru R_I) dochází ke změně fázového posuvu mezi napětími U_{Z_0} a U_{Z_I} . Zachycená situace odpovídá skutečnosti, kdy U_{Z_0} předbíhá U_{Z_I} o kladný úhel $\Delta\varphi = \varphi_{Z_I} - \varphi_{Z_0}$ a pro vyvážení můstku je nezbytné rezistor R_I snižovat až do okamžiku, kdy je fázový rozdíl nulový. Pokud naopak fázor napětí U_{Z_I} předbíhá U_{Z_0} , tj. $\Delta\varphi$ je záporné, rezistor R_I je třeba zvyšovat. Pokud je $\Delta\varphi$ rovno nule, napětí U_{Z_0} a U_{Z_I} jsou ve fázi. Potom je možné pomocí trimru R_2 můstek úspěšně vyvážit s ohledem na rovnici (36), kterou je rovnováha můstku podmíněna.

$$\frac{Z_I}{Z_0} = \frac{|Z_I| \cdot e^{j\varphi_{Z_I}}}{|Z_0| \cdot e^{j\varphi_{Z_0}}} = \frac{R_0}{R_2} \quad (36)$$

8.1 Princip automatického nastavení NC-obvodu bez senzoru síly

Princip je zřejmý z Obr. 55. Vidíme zde známé zapojení NC-obvodu, ve kterém navíc figurují přepínače S1, S2 a S3, které mohou být realizovány například pomocí integrovaných mikro-relé. Přepínání kontaktů obstarává řídicí systém tak, že trojice

přepínačů S1, S2, S3 jsou přepínány současně. Obrázek zachycuje situaci, kdy jsou všechny přepínače ve stavu "1" (režim tlumení).

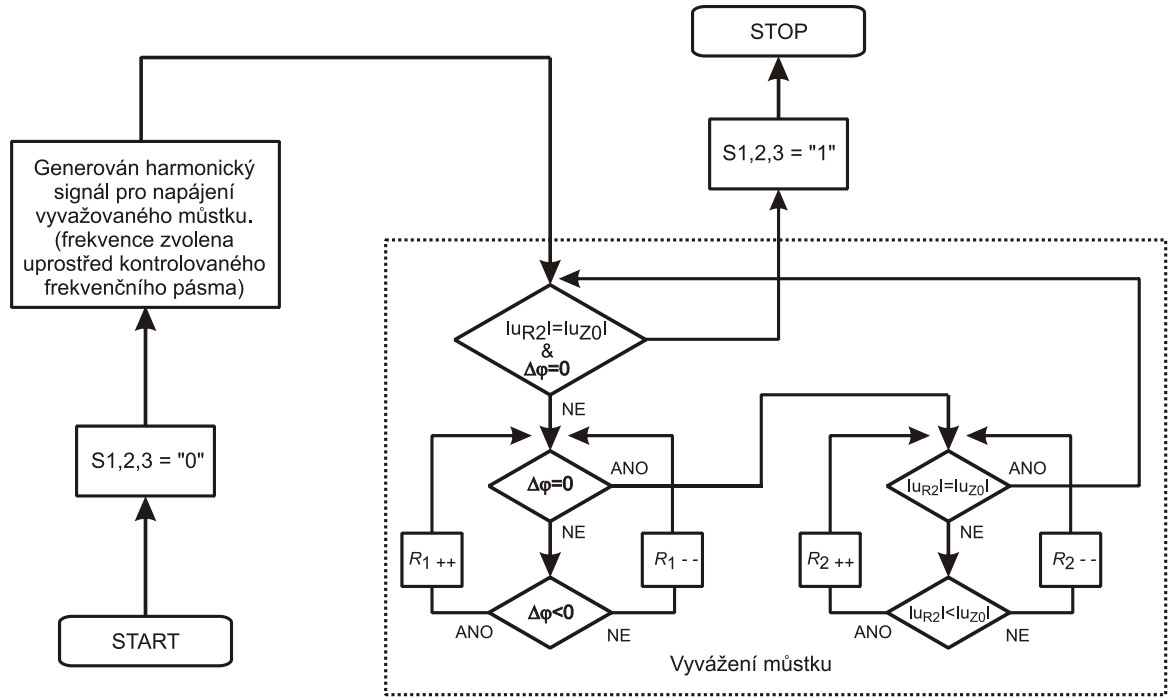


Obr. 55. Princip automatického nastavení NC-obvodu bez senzoru síly. Řídicí systém může pomocí trojice přepínačů S1, S2, S3 (integrována mikorelé) odpojit operační zesilovač z NC-obvodu. Vznikne tak můstek, který je řídicím systémem vyvážen prostřednictvím laditelných rezistorů R_1 , R_2 na základě fázových a amplitudových rozdílů signálů napětí $u_{R2}(t)$, $u_{Z0}(t)$. Po vyvážení můstku je opět připojen operační zesilovač do obvodu. Vzniká tak NC-obvod, který je nastaven a přizpůsoben pro potlačování přenosu vibrací dané frekvence a jejího okolí (úzkého, nebo širokého, dle zvolené ref. impedance Z_1).

Řídicí systém může pomocí přepínačů přepnout celý systém do dvou režimů. V prvním režimu dochází k automatickému nastavení NC-obvodu v okamžitých okolních podmínkách a ve druhém režimu dochází k potlačování přenosu vibrací. Cílem řídicího systému je nastavit NC-obvod tak, aby docházelo k účinnému potlačování přenosu vibrací v co možná nejširším frekvenčním okolí frekvence, jež je dána nastavením integrovaného oscilátoru. Jinak řečeno, musí být stanovena frekvence, pro kterou má být NC-obvod optimálně nastaven (uvnitř kontrolované frekvenční oblasti), přičemž musí dojít vzhledem k širokofrekvenčnímu přizpůsobení NC-obvodu zároveň k účinnému potlačení přenosu vibrací širokého frekvenčního okolí (které musí být širší, než je kontrolovaná frekvenční oblast).

První režim je nastaven přepnutím přepínačů S1, S2, S3 do stavu "0" (opačně, než je na obrázku). Získáváme tak obvod, který vidíme na Obr. 54(b). Můstek je v tuto chvíli napájen harmonickým signálem o frekvenci, jejíž frekvenční okolí má být z frekvenčního spektra přenesených vibrací potlačeno. Toto je zároveň frekvence, která bude ve spektru vibrací potlačována nejefektivněji, vzhledem k tomu, že právě na ní je můstek řídicím systémem fázově a amplitudově vyvážen. Šířka frekvenčního pásma efektivně potlačovaných vibrací je opět otázkou vzájemného přizpůsobení frekvenčních

charakteristik impedancí Z_0 a Z_I (viz Obr. 44, druhý odspoda). Je žádoucí, aby frekvenční průběhy jejich fází byly co nejpodobnější. Zároveň je však nezbytné, aby při ladění rezistoru R_I existoval vždy jediný průsečík obou průběhů a současně aby vlevo od průsečíku (při nižších frekvencích) byla fáze Z_0 větší než fáze Z_I a vpravo naopak, jako je tomu například na Obr. 54(a). Proces vyvážení můstku je potom možné navrhnout, jak je naznačeno vývojovým diagramem - viz Obr. 56.



Obr. 56. Vývojový diagram procesu automatického nastavení NC-obvodu bez použití senzoru síly, který je implementován v řídicím systému – viz Obr. 55.

Vstupními informacemi řídicího systému pro vyvážení můstku jsou signály napětí na impedanci Z_0 a napětí na rezistoru R_2 (viz Obr. 55). Napětí na rezistoru R_2 má nulovou fázi. Proto je žádoucí dosáhnout nulového $\Delta\varphi$. K této shodě dochází po konečném počtu iterací, kdy je rezistor R_I zvětšen, respektive zmenšen o jeden krok. Pokud jsou oba průběhy ve fázi, dochází prostřednictvím laditelného rezistoru R_2 opět po konečném počtu iterací k vyvážení amplitud obou signálů. Proces se opakuje, dokud není můstek vyvážen. Iterativní řídicí algoritmus lze formulovat následujícím způsobem:

$$R_{1,n+1} = \begin{cases} R_{1,n} + \Delta R_1 & \text{pro } \Delta\varphi < 0, \\ R_{1,n} - \Delta R_1 & \text{pro } \Delta\varphi > 0. \end{cases} \quad (37)$$

$$R_{2,n+1} = \begin{cases} R_{2,n} + \Delta R_2 & \text{pro } |U_{R2}| < |U_{Z0}|, \\ R_{2,n} - \Delta R_2 & \text{pro } |U_{R2}| > |U_{Z0}|. \end{cases} \quad (38)$$

Kde symboly $R_{1,n+1}$, $R_{1,n}$ a $R_{2,n+1}$, $R_{2,n}$ reprezentují hodnotu v příštím kroku a aktuální hodnotu rezistoru R_1 , respektive R_2 . Hodnoty ΔR_1 a ΔR_2 představují velikost kroku, se kterým se rezistory R_1 , R_2 během iteračního procesu vyvažování můstku mění.

Ve druhém režimu, kdy jsou všechny přepínače nastaveny na "1" (jak vidíme na Obr. 55), je opět připojen operační zesilovač do obvodu, čímž vzniká NC-obvod, který je optimálně nastaven pro efektivní potlačování přenosu vibrací.

8.2 Zhodnocení

Výhoda přístupu automatického nastavení NC-obvodu, který je prezentován v předchozí části, spočívá v tom, že nejsou kladeny žádné speciální požadavky na charakter potlačovaných vibrací. V principu nejsou kladeny žádné požadavky na determinismus signálu tlumených vibrací (NC-obvod může být nastaven i pokud jsou vibrace ryze náhodné, na rozdíl od přístupu prezentovanému v podkapitole 5.3). Bez problému lze kontrolovat konstantně zvolená frekvenční oblast. Střed kontrolované oblasti je pevně zvolen nastavením frekvence harmonického signálu, kterým je napájen můstek po dobu jeho vyvažování. Naopak, nevýhodou tohoto přístupu je fakt, že po dobu vyvažování můstku nedochází vůbec k potlačování přenosu vibrací. Pokud jde o praktickou využitelnost tohoto způsobu automatického nastavení NC-obvodu, prezentovaná metoda předpokládá odstavení systému od zdroje vibrací během vyvažování můstku, což v případě reálných aplikací většinou nelze. Piezoelektrický aktuátor potom funguje jako druhý zdroj proudu, který má vliv na proudy a napětí v můstku a nepříznivě ovlivňuje činnost popsaného algoritmu při jeho vyvažování, zejména pokud generovaná frekvence je shodná s dominantní frekvencí vstupních vibrací. Tento problém však lze vyřešit generováním známého testovacího signálu vhodné frekvence, jehož odezva bude ze signálů $u_{R2}(t)$, $u_{ZO}(t)$ filtrována. Tím budou získány informace užitečné pro popsany algoritmus automatického vyvážení můstku.

9 Závěr/Diskuse

V této práci byla studována a dále vyvíjena metoda potlačování přenosu vibrací aktivním řízením elastických vlastností piezoelektrických aktuátorů. Bylo demonstrováno, že paralelním připojením piezoelektrického aktuátoru ke svorkám NC-obvodu, který realizuje zápornou kapacitu, lze výrazně ovlivnit jeho elastické vlastnosti. Tyto piezoelektrické aktuátory, jejichž efektivní tuhost lze v širokém rozsahu řídit nastavením NC-obvodu, je možné výhodně použít v systémech pro tlumení přenosu vibrací, nebo hluku.

V posledních letech došlo k vývoji základních principů metody a řešení některých problémů, které byly publikovány a jsou v této práci citovány. Výsledkem byl systém pro potlačování přenosu vibrací, který byl schopen stabilně a efektivně potlačovat pouze velmi úzké frekvenční pásmo vibrací. Tento systém byl navíc schopen adaptovat se na vstupní vibrace libovolné frekvence, ovšem pouze za předpokladu, že byly tyto vibrace harmonické. Součástí práce je vlastní analýza nedostatků metody, ze kterých vyplývá hlavní přínos této disertační práce, tj. zobecnění metody návrhem a realizací principů, které lze využít při návrhu adaptivního systému potlačování vibrací obecného charakteru v širokém frekvenčním pásmu. Posunutím vývoje metody do tohoto bodu dochází k výraznému zlepšení jejích aplikačních možností.

9.1 Shrnutí disertační práce

- Byly prezentovány základní principy aktivního řízení elastických vlastností piezoelektrických aktuátorů a jejich využití v systémech pro tlumení přenosu vibrací.
- Základní principy byly demonstrovány na čtyřech realizovaných příkladech, které se vzájemně liší koncepcí a užitým piezoelektrickým aktuátorem.
 1. Tlumení přenosu vibrací na volný objekt
 2. Vibro-izolační uložení
 3. Diferenciální tlumení přenosu vibrací – vetknutý, předeprnutý objekt
 4. Tlumení prostupu hluku skrz okno

- Byly definovány a analyzovány nedostatky, kterými je metoda v základní konfiguraci zatížena. Je to především velká citlivost účinnosti potlačování přenosu vibrací na změny podmínek v okolním prostředí (zejména na změny teploty), které jsou příčinou nestabilního efektu potlačení přenosu vibrací a dále je to velmi úzké frekvenční pásmo efektivně potlačovaných vibrací.
- Výsledkem dřívějších prací, které jsou v této práci citovány, byl princip adaptivního řízení NC-obvodu s využitím dodatečně implementovaného senzoru síly. V této práci jsou prezentovány dvě realizace těchto systémů pro adaptivní potlačení přenosu vibrací v úzkém frekvenčním pásmu. Nastavení NC-obvodu je adaptivně optimalizováno pro frekvenci vstupních, ovšem výhradně harmonických vibrací. NC-obvod lze nastavovat prostřednictvím elektronicky laditelných prvků, jejichž návrh je rovněž součástí práce.
- Významným přínosem této práce je modifikace metody pro efektivní potlačování přenosu vibrací v širokém frekvenčním pásmu. Byl proveden rozbor optimálního nastavení NC-obvodu z hlediska jednotlivých impedancí ve zpětných vazbách a demonstrován vliv optimalizace referenční impedance NC-obvodu použitému piezoelektrickému aktuátoru. V práci jsou prezentovány dva nástroje (experimentální a analytická metoda) pro nalezení optimálních hodnot referenční impedance NC-obvodu, které odpovídají danému piezoelektrickému aktuátoru. Tímto způsobem bylo dosaženo, při jednom diskrétním nastavení NC-obvodu, efektivního potlačení přenosu vibrací v rozsahu 800 Hz – 2900 Hz, přičemž na frekvenčním rozsahu 900 Hz – 2200 Hz bylo dosaženo potlačení přenosu vibrací v rozmezí 20-27 dB (viz Obr. 46). Výhodou této modifikace je, že NC-obvod optimálně nastavený pro jednu frekvenci je současně optimálně nastaven pro její široké okolí. V této konfiguraci lze uvnitř daného frekvenčního pásma efektivně potlačovat přenos vibrací s libovolně komplikovaným časovým průběhem výchylky.
- Dalším významným přínosem je prezentovaná modifikace adaptivního systému, která umožňuje automatické nastavení NC-obvodu nejen pro speciální případ harmonických vstupních vibrací, ale naopak také pro vibrace s obecným časovým průběhem výchylky. Spektrum těchto vibrací může obsahovat náhodné složky (šum) a několik harmonických složek. Tato modifikace vyžadovala návrh zpracování signálů (výpočet FFT přenesených vibrací a analýza jejich spektra), které lze implementovat do počítače, mikroprocesoru, signálového procesoru a podobně. Nutno podotknout, že

samotný princip metody zůstává ryze analogový. Požadavky na rychlost těchto digitálních prvků, ve kterých je implementován pouze adaptivní proces, nesouvisí nijak s komplikovaností spektra vibrací v daném čase. Tyto požadavky jsou spojeny s nestacionaritou vibrací, tedy s tím, jak rychle se v čase mění spektrum vibrací. V případě potlačování přenosu stacionárních vibrací jsou požadavky na rychlost digitálního zpracování malé, což umožňuje použití levných mikroprocesorů. Cena kompletního systému pro potlačování přenosu vibrací, který se skládá z piezoelektrického aktuátoru a analogového NC-obvodu adaptivně řízeného mikroprocesorem může být velmi příznivá vzhledem k dosažené účinnosti a šířce pásma potlačování vibrací.

- Funkce adaptivního systému pro potlačení vibrací v širokém frekvenčním pásmu byla demonstrována formou experimentu. Systém byl vystaven postupně pěti různým generovaným vibracím. V každém případě generované vstupní vibrace obsahovaly náhodnou (šumovou) složku a jednu dominantní harmonickou složku (viz Obr. 51). Přenosová funkce systému je v důsledku adaptivního řízení parametrů NC-obvodu automaticky tvarována tak, aby potlačení přenosu okamžitých vstupních vibrací bylo maximální v širokém frekvenčním pásmu (viz Obr. 52).

9.2 Budoucí/navazující práce

V závěru této disertační práce (viz část 8) byl prezentován nový způsob automatického, optimálního nastavení NC-obvodu bez použití senzoru síly. Odstranění tohoto senzoru síly je aplikačně velmi výhodné. Užitečnou informací pro automatické nastavování NC-obvodu je přímé měření elektrických veličin na obvodových prvcích NC-obvodu. Výhodou oproti zpětnovazebnímu řízení, které využívá senzor síly je dostupnost užitečných signálů i v případě úplného potlačení přenosu vibrací. Tento způsob nastavování NC-obvodu je ve fázi ověření základního principu a je předmětem dalšího vývoje.

POUŽITÁ LITERATURA

- [1] Libor Machala, Roman Kubínek, Milan Vůjtek, and Miroslav Mašláň, “Mikroskopie skenující sondou,” *Univerzita Palackého Olomouc*, 2003, 27-Sep-2013. [Online]. Available: <http://atmilab.upol.cz/mss/mss41.html>.
- [2] Ing. Zdeněk Jandák, CSc., “Vibrace přenášené na člověka,” 27-Sep-2013. [Online]. Available: <http://www.szu.cz/tema/pracovni-prostredi/vibrace-prenasene-na-cloveka>.
- [3] N. W. Hagood and A. von Flotow, “Damping of structural vibrations with piezoelectric materials and passive electrical networks,” *J. Sound Vib.*, no. 146, pp. 243–268, Apr. 1991.
- [4] S. O. R. Moheimani and A. J. Fleming, *Piezoelectric transducers for vibration control and damping*. London: Springer, 2006.
- [5] M. Date, M. Kutani, and S. Sakai, “Electrically controlled elasticity utilizing piezoelectric coupling,” *J. Appl. Phys.*, vol. 87, no. 2, p. 863, 2000.
- [6] T. Sluka, “Noise and vibration control using piezoelectric elements shunted by a negative capacitor,” Technical university of Liberec, Ph. D. Thesis, Liberec, 2007.
- [7] T. Bailey and J. E. Ubbard, “Distributed piezoelectric-polymer active vibration control of a cantilever beam,” *J. Guid. Control Dyn.*, vol. 8, no. 5, pp. 605–611, Sep. 1985.
- [8] K. Uchino, *Piezoelectric actuators and ultrasonic motors*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1997.
- [9] K. Uchino, *Ferroelectric devices*, 2nd ed. Boca Raton: CRC Press, 2010.
- [10] T. T. Wang, J. M. Herbert, and A. M. Glass, *The Applications of ferroelectric polymers*. Glasgow; New York: Blackie ; Chapman and Hall, 1988.
- [11] *Piezoelectric materials in devices: extended reviews on current and emerging piezoelectric materials, technology, and applications*. Lausanne, Switzerland: N. Setter, 2002.

- [12] P. Gardonio, Y. Aoki, and S. J. Elliott, "A smart panel with active damping wedges along the perimeter," *Smart Mater. Struct.*, vol. 19, no. 6, p. 065033, Jun. 2010.
- [13] Y. Aoki, P. Gardonio, and S. J. Elliott, "Rectangular plate with velocity feedback loops using triangularly shaped piezoceramic actuators: Experimental control performance," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 123, no. 3, p. 1421, 2008.
- [14] S. J. Elliott, P. Gardonio, T. C. Sors, and M. J. Brennan, "Active vibroacoustic control with multiple local feedback loops," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 111, no. 2, p. 908, 2002.
- [15] C.-K. Lee, "Piezoelectric modal sensor/actuator pairs for critical active damping vibration control," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 90, no. 1, p. 374, 1991.
- [16] H.-S. Yoon and G. Washington, "Active Vibration Confinement of Flexible Structures Using Piezoceramic Patch Actuators," *J. Intell. Mater. Syst. Struct.*, vol. 19, no. 2, pp. 145–155, Mar. 2007.
- [17] Y.-S. Lee, P. Gardonio, and S. J. Elliott, "Coupling analysis of a matched piezoelectric sensor and actuator pair for vibration control of a smart beam," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 111, no. 6, p. 2715, 2002.
- [18] C. Shin, C. Hong, and W. B. Jeong, "Active vibration control of beams using filtered-velocity feedback controllers with moment pair actuators," *J. Sound Vib.*, vol. 332, no. 12, pp. 2910–2922, Jun. 2013.
- [19] U. Boz, S. K ulah, U. Arıdođan, and I. Bařdođan, "Analog Velocity Feedback Controller for Vibration Suppression and Sound Attenuation," 2011, pp. 207–214.
- [20] H. H. Law, "Ph.D. Thesis," Monash University, Australia, 1994.
- [21] T. Sluka and P. Mokry , "Feedback Control of Piezoelectric Actuator Elastic Properties in a Vibration Isolation System," *Ferroelectrics*, vol. 351, no. 1, pp. 51–61, Jun. 2007.
- [22] Z. Qiu, J. Han, X. Zhang, Y. Wang, and Z. Wu, "Active vibration control of a flexible beam using a non-collocated acceleration sensor and piezoelectric patch actuator," *J. Sound Vib.*, vol. 326, no. 3–5, pp. 438–455, Oct. 2009.
- [23] G.-P. Cai, "A Discrete Optimal Control Method for a Flexible Cantilever Beam with Time Delay," *J. Vib. Control*, vol. 12, no. 5, pp. 509–526, May 2006.

- [24] F. Li and C. Liu, "Parametric vibration stability and active control of nonlinear beams," *Appl. Math. Mech.*, vol. 33, no. 11, pp. 1381–1392, Oct. 2012.
- [25] N. Epain and E. Friot, "Active control of sound inside a sphere via control of the acoustic pressure at the boundary surface," *J. Sound Vib.*, vol. 299, no. 3, pp. 587–604, Jan. 2007.
- [26] R. P. Brent, *Algorithms for minimization without derivatives*. Mineola, N.Y: Dover Publications, 2002.
- [27] R. L. Forward, "Electronic damping of orthogonal bending modes in a cylindrical mast - Experiment," *J. Spacecr. Rockets*, vol. 18, no. 1, pp. 11–17, Jan. 1981.
- [28] S. O. R. Moheimani, "A survey of recent innovations in vibration damping and control using shunted piezoelectric transducers," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 11, no. 4, pp. 482–494, Jul. 2003.
- [29] D. Niederberger, "Smart damping materials using shunt control." Cuvillier Verlag, 2005.
- [30] Y. Wang and D. J. Inman, "A survey of control strategies for simultaneous vibration suppression and energy harvesting via piezoceramics," *J. Intell. Mater. Syst. Struct.*, vol. 23, no. 18, pp. 2021–2037, May 2012.
- [31] R. L. Forward, "Electronic damping of vibrations in optical structures," *Appl. Opt.*, vol. 18, no. 5, p. 690, Mar. 1979.
- [32] M. S. Tsai and K. W. Wang, "ON THE STRUCTURAL DAMPING CHARACTERISTICS OF ACTIVE PIEZOELECTRIC ACTUATORS WITH PASSIVE SHUNT," *J. Sound Vib.*, vol. 221, no. 1, pp. 1–22, Mar. 1999.
- [33] D. Niederberger, M. Morari, and S. J. Pietrzko, "Adaptive resonant shunted piezoelectric devices for vibration suppression," 2003, pp. 213–224.
- [34] S. Wu, "Piezoelectric shunts with a parallel R-L circuit for structural damping and vibration control," 1996, pp. 259–269.
- [35] D. Niederberger, A. Fleming, S. O. R. Moheimani, and M. Morari, "Adaptive multi-mode resonant piezoelectric shunt damping," *Smart Mater. Struct.*, vol. 13, no. 5, pp. 1025–1035, Oct. 2004.
- [36] W. W. Clark, "Vibration Control with State-Switched Piezoelectric Materials," *J. Intell. Mater. Syst. Struct.*, vol. 11, no. 4, pp. 263–271, Apr. 2000.

- [37] L. R. Corr and W. W. Clark, "Comparison of low-frequency piezoceramic shunt techniques for structural damping," 2001, pp. 262–272.
- [38] L. R. Corr and W. W. Clark, "A Novel Semi-Active Multi-Modal Vibration Control Law for a Piezoceramic Actuator," *J. Vib. Acoust.*, vol. 125, no. 2, p. 214, 2003.
- [39] H. Shen, J. Qiu, H. Ji, K. Zhu, M. Balsi, I. Giorgio, and F. Dell'Isola, "A low-power circuit for piezoelectric vibration control by synchronized switching on voltage sources," *Sens. Actuators Phys.*, vol. 161, no. 1–2, pp. 245–255, Jun. 2010.
- [40] M. Lallart, É. Lefeuvre, C. Richard, and D. Guyomar, "Self-powered circuit for broadband, multimodal piezoelectric vibration control," *Sens. Actuators Phys.*, vol. 143, no. 2, pp. 377–382, May 2008.
- [41] J. Wilhelm and R. Rajamani, "Methods for Multimodal Vibration Suppression and Energy Harvesting Using Piezoelectric Actuators," *J. Vib. Acoust.*, vol. 131, no. 1, p. 011001, 2009.
- [42] P. Bisegna and G. Caruso, "On the use of negative capacitances for vibration damping of piezoactuated structures," 2005, pp. 317–328.
- [43] S. Wu, "Broadband piezoelectric shunts for passive structural vibration control," 2001, pp. 251–261.
- [44] T. Okubo, H. Kodama, K. Kimura, K. Yamamoto, E. Fukada, and M. Obal, "Sound insulation and vibration isolating efficiency piezoelectric materials connected to negative capacitance circuits," *Proc 17th Int. Congr. Acoust.*, vol. 2001, pp. 301–306.
- [45] Kodama, Okubo, Date, and Fukada, "Sound reflection and absorption by piezoelectric polymer films," *Electroact. Polym. RAPID Prototyp.*, vol. 2002, pp. 43–52.
- [46] P. Mokřý, E. Fukada, and K. Yamamoto, "Noise shielding system utilizing a thin piezoelectric membrane and elasticity control," *J. Appl. Phys.*, vol. 94, no. 1, p. 789, 2003.
- [47] P. Mokřý, E. Fukada, and K. Yamamoto, "Sound absorbing system as an application of the active elasticity control technique," *J. Appl. Phys.*, vol. 94, no. 11, p. 7356, 2003.

- [48] K. Imoto, M. Nishiura, K. Yamamoto, M. Date, E. Fukada, and Y. Tajitsu, "Elasticity Control of Piezoelectric Lead Zirconate Titanate (PZT) Materials Using Negative-Capacitance Circuits," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 44, no. 9B, pp. 7019–7023, Sep. 2005.
- [49] K. Tahara, H. Ueda, J. Takarada, K. Imoto, K. Yamamoto, M. Date, E. Fukada, and Y. Tajitsu, "Basic Study of Application for Elasticity Control of Piezoelectric Lead Zirconate Titanate Materials using Negative-Capacitance Circuits to Sound Shielding Technology," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 45, no. 9B, pp. 7422–7425, Sep. 2006.
- [50] H. Kodama, M. Date, K. Yamamoto, and E. Fukada, "A study of sound shielding control of curved piezoelectric sheets connected to negative capacitance circuits," *J. Sound Vib.*, vol. 311, no. 3–5, pp. 898–911, Apr. 2008.
- [51] J. Vaclavik and P. Mokry, "Measurement of mechanical and electrical energy flows in the semiactive piezoelectric shunt damping system," *J. Intell. Mater. Syst. Struct.*, vol. 23, no. 5, pp. 527–533, Feb. 2012.
- [52] A. Preumont, B. de Marneffe, A. Deraemaeker, and F. Bossens, "The damping of a truss structure with a piezoelectric transducer," *Comput. Struct.*, vol. 86, no. 3–5, pp. 227–239, Feb. 2008.
- [53] T. Sluka, H. Kodama, E. Fukada, and P. Mokry, "Sound shielding by a piezoelectric membrane and a negative capacitor with feedback control," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 55, no. 8, pp. 1859–1866, Aug. 2008.
- [54] A. J. Fleming, S. Behrens, and S. O. Reza Moheimani, "Optimization and implementation of multimode piezoelectric shunt damping systems," *IEEEASME Trans. Mechatron.*, vol. 7, no. 1, pp. 87–94, Mar. 2002.
- [55] L. Petit, E. Lefeuvre, C. Richard, and D. Guyomar, "A broadband semi passive piezoelectric technique for structural damping," 2004, pp. 414–425.
- [56] E. Lefeuvre, "Semi-passive Piezoelectric Structural Damping by Synchronized Switching on Voltage Sources," *J. Intell. Mater. Syst. Struct.*, vol. 17, no. 8–9, pp. 653–660, May 2006.
- [57] Hongli Ji, Jinhao Qiu, A. Badel, and Kongjun Zhu, "Semi-active Vibration Control of a Composite Beam using an Adaptive SSDV Approach," *J. Intell. Mater. Syst. Struct.*, vol. 20, no. 4, pp. 401–412, Sep. 2008.

- [58] H. Ji, J. Qiu, K. Zhu, and A. Badel, "Two-mode vibration control of a beam using nonlinear synchronized switching damping based on the maximization of converted energy," *J. Sound Vib.*, vol. 329, no. 14, pp. 2751–2767, Jul. 2010.
- [59] M. Kodejska, J. Hillenbrand, and G. M. Sessler, "Ferroelectret-film accelerometers with high sensitivities," in *FORTSCHRITTE DER AKUSTIK, International Conference on Acoustics; NAG-DAGA 2009*, 2009, vol. 35, pp. 144–145.
- [60] J. Hillenbrand, M. Kodejska, Y. Garcin, H. Seggern, and G. Sessler, "High-sensitivity piezoelectret-film accelerometers," *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 17, no. 4, pp. 1021–1027, Aug. 2010.
- [61] J. Hillenbrand and G. M. Sessler, "DC-biased ferroelectrets with large piezoelectric d_{33} -coefficients," *J. Appl. Phys.*, vol. 103, no. 7, p. 074103, 2008.
- [62] K. Nováková, "Control of static and dynamic mechanical response of piezoelectric composite shells: applications to acoustics and adaptive optics," Technical university of Liberec, Ph. D. Thesis, Liberec, 2013.
- [63] M. Kodejska, P. Mokry, V. Linhart, J. Vaclavik, and T. Sluka, "Adaptive vibration suppression system: an iterative control law for a piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor," *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 59, no. 12, pp. 2785–2796, Dec. 2012.
- [64] P. Mokřý, M. Kodejska, and T. Sluka, "On the vibration control using a piezoelectric actuator and a negative capacitor adjusted by a microprocessor," *16th IEEE Int. Symp. Appl. Ferroelectr. Nara Jpn.*, pp. 780–783, 2007.
- [65] Linear Technology, "Datasheet - Dual Precision Instrumentation Switched Capacitor Building Block LTC1043," 27-Sep-2013. [Online]. Available: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1043fa.pdf>.
- [66] M. Kodejska, J. Vaclavik, and P. Mokřý, "A system for the vibration suppression in the broad frequency range using a single piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor," *IEEE Int. Symp. Appl. Ferroelectr. ISAF Edinb. Scotl.*, p. 2010.
- [67] V. Mišun, Vysoké učení technické v Brně, and Fakulta strojního inženýrství, *Dynamika výrobních strojů*. Brno: CERM, 2003.

- [68] A. J. Fleming and S. O. R. Moheimani, “Improved Current and Charge Amplifiers for Driving Piezoelectric Loads, and Issues in Signal Processing Design for Synthesis of Shunt Damping Circuits,” *J. Intell. Mater. Syst. Struct.*, vol. 15, no. 2, pp. 77–92, Feb. 2004.

PUBLIKACE AUTORA

Seznam kapitol v mezinárodních monografiích:

1. P. Mokrý, M. Kodejška, and J. Václavík, Recent trends in application of piezoelectric materials to vibration control, Chapter in the book: Recent Advances in Mechatronics 2008-2009, p. 251 (Eds. T. Brezina and R. Jablonski), (Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2009) ISBN 978-3-642-05021-3

Seznam publikací v recenzovaných mezinárodních časopisech:

1. Kodejška, M.; Mokrý, P.; Linhart, V.; Václavík, J. & Sluka, T. (2012), 'Adaptive vibration suppression system: an iterative control law for a piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor', *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, IEEE Transactions on 59(12), 2785-2796.
2. J. Hillenbrand, M. Kodejska, Y. Garcin, H. Seggern, and G. Sessler, "High-sensitivity piezoelectret-film accelerometers," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 17, no. 4, pp. 1021–1027, Aug. 2010.

Seznam publikací ve sbornících mezinárodních konferencí:

1. M. Kodejška, J. Václavík, and P. Mokrý: A system for the vibration suppression in the broad frequency range using a single piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor, Proc. 19th International Symposium on Application of Ferroelectrics, Edinburgh, Scotland, August 2010
2. P. Mokrý, M. Kodejška, T. Sluka: On the vibration control using piezoelectric actuator and negative capacitance circuit adjusted by a microprocessor, IEEE Proc. 16th International Symposium on Application of Ferroelectrics, Nara, Japan, Pages: 780-783 (2007)
3. M. Kodejska, J. Hillenbrand, and G. M. Sessler, "Ferroelectret-film accelerometers with high sensitivities," in *FORTSCHRITTE DER AKUSTIK, International Conference on Acoustics; NAG-DAGA 2009*, pp. 144–145, 2009

Seznam ústních prezentací:

1. P. Mokrý, M. Kodejška, and J. Václavík, Recent trends in application of piezoelectric materials to vibration control, Oral presentation at Mechatronics-2009, Luhačovice, Czech Republic, 18.-20. November 2009
2. Pavel Mokrý, Jan Václavík, Martin Černík, Miloš Kodejška, and Jiří Borovec: „Efficiency-optimized Designs of Vibration Control and Energy Harvesting Devices“, Oral presentation at IMF-ISAF-2009, Xian, P. R. China, 23.-26. August 2009.

Seznam prezentací formou posteru:

1. P. Mokrý, M. Kodejška, V. Linhart, and J. Václavík: Adaptive system for the broadband vibration control using a piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor., 2012 International Workshop on Acoustic Transduction Materials and Devices, State College, Pennsylvania, May 2012
2. M. Kodejška, J. Václavík, and P. Mokrý: A system for the vibration suppression in the broad frequency range using a single piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor, Proc. 19th International Symposium on Application of Ferroelectrics, Edinburgh, Scotland, August 2010
3. M. Kodejška, J. Václavík, J. Křivka, and P. Mokrý, “Adaptive Piezoelectric Shunt Acoustic Control (APSAC): A Single Piezoelectric Element System for the Vibration Suppression”, poster at IMF-ISAF-2009, Xian, P. R. China, 23.-26. August 2009.
4. M. Kodejska, J. Hillenbrand, and G. M. Sessler, “Ferroelectret-film accelerometers with high sensitivities,” poster at International Conference on Acoustics; *NAG-DAGA 2009*
5. Pavel Mokrý, Jan Václavík, Martin Černík, Miloš Kodejška, and Jiří Borovec: Energy Harvesting and Vibration Control Devices with Enhanced Efficiency, Offiice of Naval Research Workshop, State College, Pennsylvania, May 2009
6. Pavel Mokrý, Tomáš Sluka, and Miloš Kodejška: Adaptive vibration control using a piezoelectric actuator and a negative capacitor, Offiice of Naval Research Workshop, State College, Pennsylvania, May 2008

7. P. Mokrý, M. Kodejška, T. Sluka: On the vibration control using piezoelectric actuator and negative capacitance circuit adjusted by a microprocessor, The 16th International Symposium on Application of Ferroelectrics, Nara, Japonsko, květen 2007

Seznam vyzvaných přednášek na mezinárodních konferencích:

1. P. Mokrý, M. Kodejška, V. Linhart, and J. Václavík: Adaptive system for the broadband vibration control using a piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor. Invited talk, 2012 International Workshop on Acoustic Transduction Materials and Devices, State College, Pennsylvania, May 2012
2. Pavel Mokrý, Jan Václavík, Martin Černík, Miloš Kodejška, and Jiří Borovec: Energy Harvesting and Vibration Control Devices with Enhanced Efficiency, Office of Naval Research Workshop, State College, Pennsylvania, May 2009
3. Pavel Mokrý, Tomáš Sluka, and Miloš Kodejška: Adaptive vibration control using a piezoelectric actuator and a negative capacitor, Office of Naval Research Workshop, State College, Pennsylvania, May 2008